



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ENERGÍA – FUENTES RENOVABLES
INSTITUTO DE ENERGÍAS RENOVABLES

**Validación Experimental y en Tiempo Real de un
Sistema de Conversión de Energía Fotovoltaica
Interconectado a una Red Desbalanceada**

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

ING. SERGIO FERNANDO RODRÍGUEZ CONTRERAS

TUTORA:

DRA. NADIA MARÍA SALGADO HERRERA
INSTITUTO DE ENERGÍAS RENOVABLES

TEMIXCO, MORELOS, FEBRERO, 2022



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Del Río Portilla Jesús Antonio

Secretario: Dr. Robles Pérez Miguel

1 er. Vocal: Dra. Salgado Herrera Nadia María

2 do. Vocal: Dr. Rodríguez Hernández Osvaldo

3 er. Vocal: Dr. Rodríguez Rodríguez Juan Ramón

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Temixco, Morelos

TUTOR DE TESIS:

Dra. Salgado Herrera Nadia María



FIRMA

A mi madre: Laura Alicia Contreras Madrigal
A mi padre: Fernando Rodríguez Espinoza
A mi hermana: Laura Fabiola Rodríguez Contreras
A mi sobrino: Julio Fernando Rodríguez

Agradecimientos

Este trabajo de tesis es el resultado de dos años de esfuerzo tanto mío como de muchas otras personas que directa o indirectamente me han brindado su apoyo.

Agradezco enormemente a la UNAM y al Instituto de Energías Renovables que ha sido mi segundo hogar por poco más de seis años.

A mi asesora la Dra. Nadia María Salgado Herrera, por haberme aceptado como su alumno, le estaré en deuda por todo su tiempo, compromiso, consejos, apoyo, paciencia y conocimientos brindados. Me alegra mucho el haber podido trabajar y convivir con una persona tan inspiradora como ella.

Al Dr. Juan Ramón Rodríguez Rodríguez y al Mtro. Jesús Hernández Sánchez, por su ayuda y disposición para resolver mis dudas. Sin duda alguna, su experiencia fue fundamental para el desarrollo de este trabajo.

A mis sinodales, el Dr. Jesús Antonio del Río Portillo, el Dr. Migue Robles Pérez, la Dra. Nadia María Salgado Herrera, el Dr. Osvaldo Rodríguez Hernández y el Dr. Juan Ramón Rodríguez Rodríguez, por sus acertados comentarios y correcciones.

A mis compañeros y amigos de maestría, especialmente a Rubí, Ángelo, Max y Lulú. Gracias por una amistad sincera y los momentos vividos juntos. A mis amigos de la Licenciatura, a quienes extraño todos los días y espero verlos triunfar.

A todos los catedráticos admirables que tuve durante la carrera, y a los ayudantes que estuvieron siempre dispuestos a complementar mi formación profesional. A todo el personal que permite el funcionamiento de la biblioteca de la UNAM.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACyT, por el apoyo económico durante esta maestría.

A mi mamá Laura, mi papá Fernando, mi hermana Fabi, mi sobrino Julio, a mis abuelitos, tíos y primos, quienes siempre me han brindado un apoyo y confianza incondicional, además de todos los recursos necesarios para mi formación. Mis logros no hubieran sido posibles sin ellos.

A mis compañeros peludos, Pimpi, Roy y Bingo, por haberme acompañado durante las horas de trabajo.

Resumen

Con el objetivo de lograr la transición hacia un sistema energético descentralizada con una participación predominante de las energías renovables, diversos gobiernos han regulado e impulsado a la generación distribuida a partir de fuentes renovables. En el caso de México, la tecnología solar fotovoltaica ha presentado el mayor desarrollo y participación.

Los sistemas de conversión de energía fotovoltaica (SCEFV) interconectados a la red de distribución comúnmente cuentan con dos subsistemas de conversión: el primero eleva la tensión de corriente directa suministrada por el arreglo fotovoltaico; mientras que el segundo convierte la tensión de corriente directa a una tensión de corriente alterna en sincronía con las características de la red.

En los sistemas trifásicos, la reducción desequilibrada de la tensión en las fases de la red o la existencia de una diferencia angular relativa entre fases distinta a 120° perjudica el desempeño de los convertidores de fuente de tensión (VSC) basados en el esquema de control dq0 tradicional.

En este trabajo se propone un esquema de control de lazo cerrado compuesto por un único controlador proporcional-integral (PI) que permita operar a un VSC trifásico tanto en condiciones de tensión balanceada como desbalanceada.

Se realiza la validación numérica y experimental del esquema de control propuesto. La validación numérica se efectúa mediante el software MATLAB-Simulink®. Se analiza la respuesta obtenida al implementar el control propuesto y el control dq0 en SCEFV de 15 [kW] que implementan distintos, ante condiciones dinámicas de operación, tales como: variación de irradiancia, variación de temperatura y desbalance en la tensión de red.

La validación experimental se realiza mediante un prototipo a pequeña escala de 250[W] y el simulador en tiempo real Opal-RT Technologies.

Los resultados obtenidos demuestran que el esquema propuesto garantiza: i) la generación continua de energía a partir de la tecnología fotovoltaica, tanto en condiciones normales de funcionamiento como de desbalancea, ii) una rápida respuesta al desbalance de tensión, iii) factor de potencia unitario, iv) una despreciable distorsión armónica en la forma de onda de la corriente y v) el cumplimiento de los requerimientos de desbalance máximo de corriente y de contenido armónico para centrales eléctrica del tipo A establecidos en el Manual Regulatorio de Requerimientos Técnicos para la Interconexión de Centrales Eléctricas al Sistema Eléctrico Nacional.

Acrónimos

AFV	Arreglo fotovoltaico	PLL	Lazo de seguimiento de fase (phase-locked loop)
CA	Corriente alterna	PWM	Modulación por ancho de pulso (pulse-width modulation)
CD	Corriente directa	RMS	Valor eficaz (Root Mean Square)
CFE	Comisión Federal de Electricidad	SCEFV	Sistemas de conversión de energía fotovoltaica
FP	Factor de potencia	SEN	Sistema Eléctrico Nacional
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada	STC	Condiciones estándares de prueba
MPPT	Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia	THD	Distorsión armónica total
PCC	Punto de acoplamiento común	VSC	Convertidor de fuente de tensión
PI	Controlador proporcional-integral		

Nomenclatura

C_{Bin}	Capacitor a la entrada del convertidor Boost	I_{AFV}	Corriente generada por el arreglo fotovoltaico
C_{Bout}	Capacitor a la salida del convertidor Boost	I_B	Corriente convertidor Boost
D	Ciclo de trabajo	i_{CA}	Corriente instantánea en el lado de CA del VSC
f_B	Frecuencia de conmutación del convertidor Boost	$\overline{i_{CA}}$	Corriente promedio en el lado de CA del VSC
f_c	Frecuencia de conmutación	I_{cc}	Corriente de cortocircuito
f_o	Frecuencia de la señal modulada	I_{CD}	Corriente en el lado de CD del VSC
f_p	Frecuencia de la señal portadora	I_L	Corriente a través de la impedancia de acoplamiento
f_{red}	Frecuencia de la red	I_{LB}	Corriente a través de L_B
G	Irradiancia solar	I_{mp}	Corriente en el punto de máxima potencia

i_n	Corriente directa instantánea en la rama inferior del VSC	P	Número de pulsos por semiciclo
$\overline{i_n}$	Corriente directa promedio en la rama inferior del VSC	P_{DC}	Potencia instantánea de CD del VSC
i_p	Corriente directa en la rama superior del VSC	$\overline{P_{DC}}$	Potencia promedio de CD del VSC
$\overline{i_p}$	Corriente directa promedio en la rama superior del VSC	P_{mAFV}	Máxima potencia generada por el arreglo fotovoltaico en STC
I_{pv}	Corriente generada por la celda fotovoltaica	P_{mMFV}	Máxima potencia generada por el módulo fotovoltaico en STC
I_{ph}	Corriente fotogenerada	P_{mp}	Punto de máxima potencia
I_s	Corriente a través de R_s	P_t	potencia promedio en el lado de CA del VSC
I_{ph}	Corriente fotogenerada	$\overline{P_t}$	Potencia promedio de CA del VSC
I_+	Valor RMS de la componente de secuencia positiva de la corriente	P_{VSC}	Potencia Activa VSC
k	Constante de Boltzmann	$\pm Q_{ref}$	Potencia Reactiva
L	Componente inductivo de la impedancia de acoplamiento	q	Carga del electrón
L_B	Inductor del convertidor Boost	R	Componente resistivo de la impedancia de acoplamiento
L_{VSC}	Inductor de acoplamiento	R_B	Carga resistiva del convertidor Boost
m	Magnitud señal moduladora	R_{mp}	Resistencia en el punto de máxima potencia
M_A	Índice de modulación	R_s	Resistencia en serie
n	Factor de idealidad del diodo	R_{sh}	Resistencia en paralelo
N_C	Número de celdas por módulo	R_s	Resistencia en serie
N_M	Número de módulos por cadena	R_{VSC}	Resistencia de acoplamiento VSC
N_{MS}	Número de modulo en serie	S_T	Superficie activa
N_P	Número de cadenas en paralelo	T	Temperatura
N_S	Número de celdas conectadas en serie por cada cadena	t_{OFF}	Tiempo inactivo
N_{TM}	Número total de módulos	t_{ON}	Tiempo activo

V_{AB}	Tensión entre las fases A y B	V_t	Tensión en lado de CA del VSC
V_{AFV}	Tensión del arreglo fotovoltaico	\bar{V}_t	Tensión promedio en lado de CA del VSC
V_{BC}	Tensión entre las fases B y C	V_z	Tensión en la impedancia de acoplamiento
V_{ca}	Tensión a circuito abierto	V_-	Valor RMS de la componente de secuencia negativa de la tensión
V_{CA}	Tensión entre las fases C y A	Z_{Base}	Impedancia base
V_{CD}	Tensión instantánea en el capacitor de enlace	Z_L	Impedancia de acoplamiento
\bar{V}_{CD}	Tensión promedio en el lado de CD del VSC	γ_{AFV}	Factor de rizado de V_{AFV}
V_g	Tensión de red	ΔI_{LB}	Rizado de la corriente I_{LB}
V_{in}	Tensión a la entrada del convertidor Boost	ΔV_{CD}	Rizado de la corriente V_{CD}
V_{INV}	Tensión de acoplamiento del inversor	γ_{ILB}	Factor de rizado de I_{LB}
V_{LL}	Tensión de línea instantánea	γ_{Vmp}	Factor de V_{mp}
\bar{V}_{LL}	Tensión de línea promedio	ΔI_{LB}	Rizado de la corriente I_{LB}
V_{mMFV}	Tensión del módulo en el punto de máxima potencia	ΔV_{CD}	Rizado de la corriente V_{CD}
V_{mp}	Tensión en el punto de máxima	η	Eficiencia de conversión
V_n	Tensión de CD en la terminal negativa del VSC	ω	Frecuencia angular de la red
V_{out}	Tensión a la salida del convertidor Boost	$\angle \theta_g^{abc}$	Ángulo de V_g
V_p	Tensión de CD en la terminal positiva del VSC	$\angle \theta_{IL}^{abc}$	Ángulo de V_g
V_{pv}	Tensión de la celda fotovoltaica.		

Índice General

Capítulo 1 Introducción.....	2
1.1. Concepto General de un SCEFV	3
1.1.1. Sistema Autónomo	3
1.1.2. Sistemas híbridos	4
1.1.3. Sistemas interconectados	4
1.1.4. Esquemas de interconexión.....	5
1.2. Planteamiento del problema	6
1.3. Hipótesis	6
1.4. Propuesta	7
1.5. Objetivos	7
1.5.1. Objetivo general	7
1.5.2. Objetivos Específicos	7
1.6. Justificación.....	8
1.7. Metodología.....	8
1.8. Organización de la tesis	9
Capítulo 2 Estado del Arte	11
1.1. Electrónica de Potencia y las Energías Renovables	11
2.1. Huecos de tensión	12
2.2. Estado del Arte.....	14
Capítulo 3 Modelado del SCEFV	18
3.1. Celda fotovoltaica.....	18
3.1.1. Circuito eléctrico equivalente de la celda fotovoltaica.....	19
3.1.2. Características de la celda fotovoltaica	21
3.2. Dimensionamiento del AFV	22
3.3. Convertidor CD/CD.....	23
3.3.1. Modulación PWM.....	26
3.3.1. Algoritmo MPPT.....	27
3.3.2. Acondicionamiento Eléctrico del AFV	29
3.4. Convertido CD/CA	31
3.4.1. Convertidor monofásico.....	31

3.4.2. Modulación SPWM	33
3.4.3. Modelo conmutado.....	34
3.4.4. Modelo promediado	35
3.5. VSC trifásico en el dominio del tiempo	36
3.5.1. Ley de Control para la variable de modulación.....	38
3.5.2. VSC trifásico en el dominio de la frecuencia	41
3.5.3. Control de la tensión V_{CD}	42
Capítulo 4 Validación Numérica.....	45
4.1. Conexión de módulos fotovoltaicos en serie/paralelo	45
4.2. Parámetros de diseño del convertidor CD/CD	47
4.3. Parámetros de diseño del Convertidor VSC.....	49
4.4. Operación del SCEFV interconectado a la red eléctrica de distribución	52
4.4.1. Caso de estudio I	52
4.4.2. Caso de estudio II	56
4.5. Conclusiones particulares	60
Capítulo 5 Validación Experimental	61
5.1. Descripción del prototipo.....	61
5.2. Resultados experimentales	64
5.2.1. Resultados caso de estudio experimental I.....	65
5.2.2. Resultados caso de estudio experimental II.....	67
5.2.3. Resultados caso de estudio experimental III	68
5.3. Conclusiones particulares	70
Capítulo 6 Conclusiones	72
6.1. Conclusiones	72
6.2. Trabajos a futuro.....	73
Apéndices	75
Apéndice A Equipos y dispositivos	76
Apéndice B Mediciones fuente de CA	78
Apéndice C Esquema Matlab-Simulink®	80
Referencias	81

Índice de Tablas

Tabla 1.1. Rango de operación para Centrales Eléctricas de tipo A.	2
Tabla 2.1. Tipos de huecos de tensión.....	13
Tabla 2.2. Características de las estrategias propuestas en la literatura especializada....	17
Tabla 4.1. Parámetros de operación del SCEFV.	45
Tabla 4.2. Especificaciones eléctricas módulo Solartec S60MC-250 en condiciones STC. 46	
Tabla 4.3. Parámetros del AFV.	46
Tabla 4.4. V_{mp} , I_{mp} e R_{mp} del AFV a distintas irradiancias.	47
Tabla 4.5. Parámetros de diseño del convertidor Boost.	47
Tabla 4.6. Elementos pasivos del convertidor Boost.....	47
Tabla 4.7. Parámetros de diseño del VSC.	49
Tabla 4.8. Parámetros e diseño de C_{Bout}	50
Tabla 4.9. Valores de las ganancias del controlador PI.	50
Tabla 4.10. Valores RMS y desbalance obtenidos con la ley de control propuesta en el caso de estudio I.	54
Tabla 4.11. Valores RMS y desbalance obtenidos con el control dq0 tradicional en el caso de estudio I.	54
Tabla 4.12. Valores RMS y desbalance obtenidos con la ley de control propuesta en el caso de estudio II.	58
Tabla 4.13. Valores RMS y desbalance obtenidos con el control dq0 tradicional en el caso de estudio II.	58
Tabla 5.1. Parámetros del convertidor Boost en el prototipo a escala.	62
Tabla 5.2. Parámetros del VSC en el prototipo a escala.	63
Tabla 5.3. Especificaciones eléctricas módulo ERDM-SOLAR 270 en condiciones STC....	63
Tabla 5.4. Parámetros de la calidad de la energía en el PCC correspondientes al caso I..	65
Tabla 5.5. Desbalance de IL_{abc} correspondiente al caso I.	66
Tabla 5.6. Inyección de potencia activa previo y durante el desbalance tipo B.	68
Tabla 5.7. Parámetros de la calidad de la energía correspondientes al caso II.	68

Tabla 5.8. Desbalance de <i>ILabc</i> previo y durante el hueco de tensión tipo B.....	68
Tabla 5.9. Inyección de potencia activa previa y durante el desbalance tipo B.....	70
Tabla 5.10. Parámetros de la calidad de la energía en correspondientes al caso III.	70
Tabla 5.11. Desbalance de <i>ILabc</i> previo y durante hueco de tensión tipo B.....	70

Índice de Figuras

Figura 1.1. Esquema de un SCEFV Autónomo.	3
Figura 1.2. Esquema de un SCEFV Híbrido.	4
Figura 1.3. Esquema de un SCEFV Interconectado.	5
Figura 2.1. Diagrama de bloques de SCEFV Interconectado.	11
Figura 3.1. Representación esquemática del efecto fotovoltaico.	19
Figura 3.2. Circuito equivalente de la celda solar fotovoltaica.....	19
Figura 3.3. Circuito convertidor Boost.....	23
Figura 3.4. Convertidor Boost en estado activo.....	24
Figura 3.5. Convertidor Boost en estado inactivo.....	24
Figura 3.6. Modulación por ancho de pulso.	26
Figura 3.7 Concepto básico del método de conductancia incremental en una curva P-V. 27	
Figura 3.8. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT de conductancia incremental.	28
Figura 3.9. Diagrama del acondicionamiento eléctrico del panel solar.	29
Figura 3.10. Diagrama del circuito del VSC monofásico de medio puente.....	32
Figura 3.11. Modulación por ancho de pulso senoidal.	33
Figura 3.12. Modelo conmutado del VSC de medio puente.....	34
Figura 3.13. Modelo promediado del VSC de medio puente.....	35
Figura 3.14. Modelo promediado del VSC trifásico.	37
Figura 3.15. Diagrama simplificado del VSC trifásico.	38
Figura 3.16. Figura 3.15. Representación fasorial de V_g^{abc} , V_t^{abc} , V_z^{abc} e I_L^{abc}	39
Figura 3.17. Diagrama de bloques del modelo de la planta para el VSC	41
Figura 3.18. Diagrama de bloques de la ley de control para m^{abc}	43
Figura 3.19. Diagrama de bloques del sistema de control y del modelo de la planta para el VSC.	43
Figura 3.20. Sincronización angular de la variable V_z^* con V_g^{abc}	43
Figura 3.21. SCEFV interconectado a la red.	44
Figura 4.1. Curvas I-V y P-V del módulo y AFV.....	46

Figura 4.2. Perfil de irradiancia convertidor Boost.	48
Figura 4.3. Tensión en la terminal de entrada y salida del convertidor Boost.	48
Figura 4.4. Potencia ideal del AFV y potencia entregada por convertidor Boost.	49
Figura 4.5. Eficiencia del convertidor Boost.....	49
Figura 4.6. Tensión V_{CD} a la entrada VSC.....	50
Figura 4.7. Corriente I_L^a y tensión V_g^a	51
Figura 4.8. Flujo de potencia activa del VSC.....	51
Figura 4.9. Flujo de potencia reactiva VSC.	51
Figura 4.10. Comportamiento de las variables eléctricas del SCEFV en condiciones de irradiancia variable. a) Perfil de irradiancia b) Tensión en el capacitor de enlace c) Potencia Activa d) Potencia Reactiva.....	52
Figura 4.11. Comparación de las variables eléctricas del SCEFV en el caso de estudio I. a) Tensión de la red, b) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control dq0, c) Señales moduladoras con el control dq0, d) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control propuesto, d) Señales moduladoras con el control propuesto.	53
Figura 4.12. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control propuesta en el caso de estudio I. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc}	55
Figura 4.13. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control dq0 tradicional en el caso de estudio I. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc}	55
Figura 4.14. Comportamiento de las variables eléctricas del SCEFV en condiciones de temperatura variable. a) Perfil de irradiancia, b) Tensión en el capacitor de enlace, c) Potencia Activa d) Potencia Reactiva.	56
Figura 4.15. Comparación de las variables eléctricas del SCEFV en caso de estudio II. a) Tensión de la red, b) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control dq0, c) Señales moduladoras con el control dq0, d) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control propuesto, d) Señales moduladoras con el control propuesto.	57
Figura 4.16. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control propuesta en el caso de estudio II. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc}	59

Figura 4.17. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control dq0 tradicional en el caso de estudio II. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc}	59
Figura 5.1. Elementos que conforman el prototipo a escala del SCEFV.....	61
Figura 5.2. Subsistema de conversión de CD.....	62
Figura 5.3. Ciclo de trabajo para un módulo fotovoltaico de 270 [W] que opera a 52 °C....	63
Figura 5.4. Subsistema de conversión de CA.	64
Figura 5.5. Pasos necesarios para la puesta en marcha del prototipo.	65
Figura 5.6. Variables eléctricas del prototipo en el caso de estudio I. a) Tensión y corriente de la fase A del VSC en modo rectificador. b) Tensión y corriente de la fase A del VSC en modo rectificador. c) Corriente I_L^{abc}	66
Figura 5.7. Variables eléctricas del prototipo experimental en caso de estudio II. a) Tensiones V_g^a y V_{CD} . b) Corriente I_L^{abc}	67
Figura 5.8. Variables eléctricas del prototipo experimental en caso de estudio II. a) Tensiones V_g^a y V_{CD} . b) Tensiones V_g^a y V_g^b . c) Corriente I_L^{abc}	69

Capítulo 1

Introducción

En el mundo actual, diversas cuestiones políticas, sociales y ambientales han originado un cambio estructural enfocado a disminuir la dependencia de los sistemas energéticos a los combustibles fósiles. La comunidad científica ha alcanzado el consenso de que existe un cambio climático causado en gran medida por las actividades humanas, por ejemplo, la producción de gases de efecto invernadero derivado de la quema de combustibles fósiles en las centrales termoeléctricas. Aunado a esto, las constantes reducciones en los costos de generación de energía eléctrica a partir de fuentes de energía renovable han propiciado un incremento constante en la interconexión de estas fuentes a las redes eléctricas de distribución [1]. Dentro de todas las fuentes renovables, la tecnología solar fotovoltaica es una de las principales candidatas a desempeñar un papel fundamental en el futuro de la generación eléctrica.

En el contexto nacional, la capacidad instalada de fuentes de energía renovable distribuida ha tenido un gran crecimiento, como muestra de ello, entre los años 2015 y 2020 la capacidad instalada pasó de 117.53 MW a 1,196.52 MW [2]. El 99.28% de las adiciones corresponden a la tecnología solar fotovoltaica.

Estudios de mercado [3],[4] señalan a la disminución en los costos por watt-pico instalado como uno de los principales factores que han favorecido el uso de la tecnología solar fotovoltaica. Dicha baja se debe principalmente a menores costos en el proceso de fabricación tanto de los convertidores de electrónica de potencia como de los módulos fotovoltaicos. Con base en las tendencias actuales se espera un crecimiento sostenido durante los próximos años.

No obstante, el crecimiento de la generación renovable distribuida se ha visto obstaculizada por factores técnicos, financieros y regulatorios. Se destacan como principales barreras regulatorias y técnicas la obtención de permisos de interconexión, los frecuentes cambios en el marco regulatorio, así como ciertos aspectos asociados al estado de operación de la red, por ejemplo, las variaciones de tensión en el punto de interconexión [5].

Los requerimientos técnicos para asegurar eficiencia, calidad, confiabilidad, continuidad y sustentabilidad del Sistema Eléctrico Nacional (SEN) se encuentran en el Código de Red y el Manual de Interconexión.

Capítulo I. Introducción

Entre los requerimientos expedidos en las Disposiciones Operativas del SEN, específicamente, en el Manual Regulatorio de Requerimientos Técnicos para la Interconexión de Centrales Eléctricas al Sistema Eléctrico Nacional se exige a las centrales de generación con capacidad menor a 500 kW (central eléctrica tipo A) mantenerse interconectadas a la red y operar dentro de los rangos de tensión en los plazos señalados en la Tabla 1.1.

Rango de tensión del punto de interconexión	Tiempo mínimo de operación
$0.9 \text{ pu} < V < 1.10 \text{ pu}$	Ilimitado

Tabla 1.1. Rango de operación para Centrales Eléctricas de tipo A.

Las centrales de mayor capacidad cuentan con una mayor cantidad de requerimientos, como los asociados al control de tensión en condiciones dinámicas o de falla, y de potencia reactiva, por ejemplo, se les exige la capacidad de mantener un rango de factor de potencia (FP) de al menos 0.95 en atraso y adelante.

Ciertas perturbaciones pueden ocasionar que las centrales del tipo A no cumplan con lo estipulado en el Manual de Interconexión y por ende se desconecten temporalmente. Podemos mencionar a los huecos de tensión y al desbalance o desequilibrio de la tensión como algunas de las perturbaciones más preocupantes. Un hueco es la reducción temporal del valor RMS de la tensión en una o más fases [6]. Un desbalance de tensión se presenta cuando existe una reducción o incremento desigual en la magnitud de una o más fases de la red, o cuando las diferencias angulares relativas entre fases no son iguales [1],[7].

En el apartado de requerimientos generales de calidad de la energía se establece que el valor máximo permitido de desbalance de tensión y de corriente, para las centrales del tipo A en estado estable de operación, es del 3% y 5%, respectivamente. Por su parte, la máxima distorsión armónica total (THD) en la forma de onda de la corriente es del 5%.

Adicional a lo establecido en el Código de Red, los sistemas de conversión de energía fotovoltaica (SCEFV) deben de aprovechar el máximo posible del recurso solar bajo condiciones ambientales variables.

La rápida y continua evolución del campo de la electrónica de potencia ha permitido resolver gran parte de los retos asociados con la interconexión de un SCEFV. Al mismo tiempo, permite el desarrollo e implementación de nuevas estrategias de control capaces de cumplir con los requerimientos técnicos mencionados sin comprometer la eficiencia con la que se realiza la conversión de energía.

1.1. Concepto General de un SCEFV

Se le llama sistema de conversión de energía fotovoltaica al conjunto de dispositivos que tienen la capacidad de transformar la radiación electromagnética proveniente del Sol en energía eléctrica con características específicas [8]. El efecto fotovoltaico permite generar energía eléctrica de corriente directa (CD) a partir de la irradiación solar que incide sobre la superficie del arreglo fotovoltaico (AFV). Posteriormente, la energía producida se conduce hacia un dispositivo de electrónica de potencia encargado de transformar las variables eléctricas para su posterior consumo en una aplicación determinada.

Los componentes del SCEFV se determinan en función del tipo y tamaño de las cargas a alimentar, sin embargo, comúnmente constan de los siguientes elementos [9]:

- Arreglos de módulos fotovoltaicos.
- Cajas de conexión
- Estructura de soporte y orientación del arreglo.
- Convertidores de energía (controladores de carga de batería, inversores de corriente, rectificadores y optimizadores de potencia).
- Dispositivos de protección eléctrica.
- Cables e interruptores.

A su vez, se le conoce como generador fotovoltaico (GFV) a la unidad constituida por la integración eléctrica y mecánica del AFV, los dispositivos de protección, las cajas de conexión y la estructura de soporte. Los SCEFV se pueden clasificar de la siguiente forma: autónomos, híbridos e interconectados a la red [8], [10]; siendo este último el que se estudia a profundidad en esta tesis.

1.1.1. Sistema Autónomo

En los sistemas autónomos la única fuente de generación de electricidad es el AFV. Estos sistemas comúnmente se utilizan en sitios en donde no existe acceso a la red eléctrica, por lo tanto, cuentan con un sistema de almacenamiento de energía, típicamente un banco de baterías.

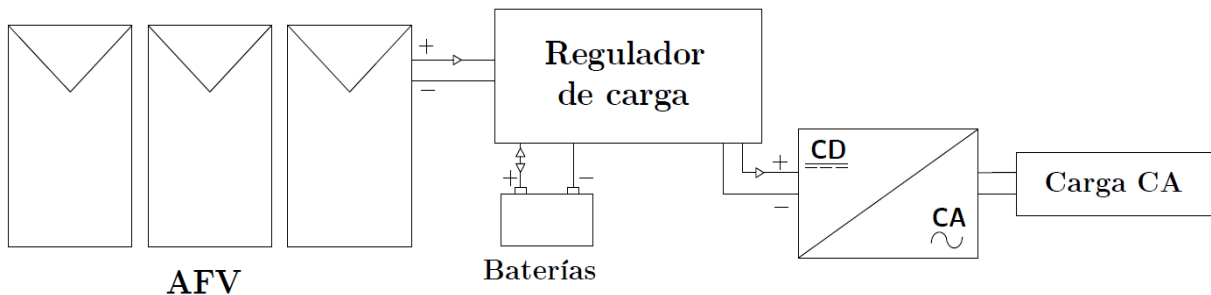


Figura 1.1. Esquema de un SCEFV Autónomo.

Capítulo I. Introducción

Un controlador de carga se encarga de alimentar a las cargas de CD y de enviar toda o parte de la energía generada hacia un banco de baterías, cuidando de no exceder los límites de carga y descarga. Si también existen cargas que operan en corriente alterna (CA) es necesario incluir un inversor. Los sistemas autónomos presentan la desventaja de requerir de una mayor inversión y mantenimiento en comparación con los sistemas interconectados.

1.1.2. Sistemas híbridos

En los sistemas híbridos existe más de una fuente de energía, por ejemplo, la demanda de energía eléctrica se puede satisfacer mediante una combinación de un AFV con un generador a diésel o con un aerogenerador. Adicionalmente, pueden contar con un sistema de almacenamiento.

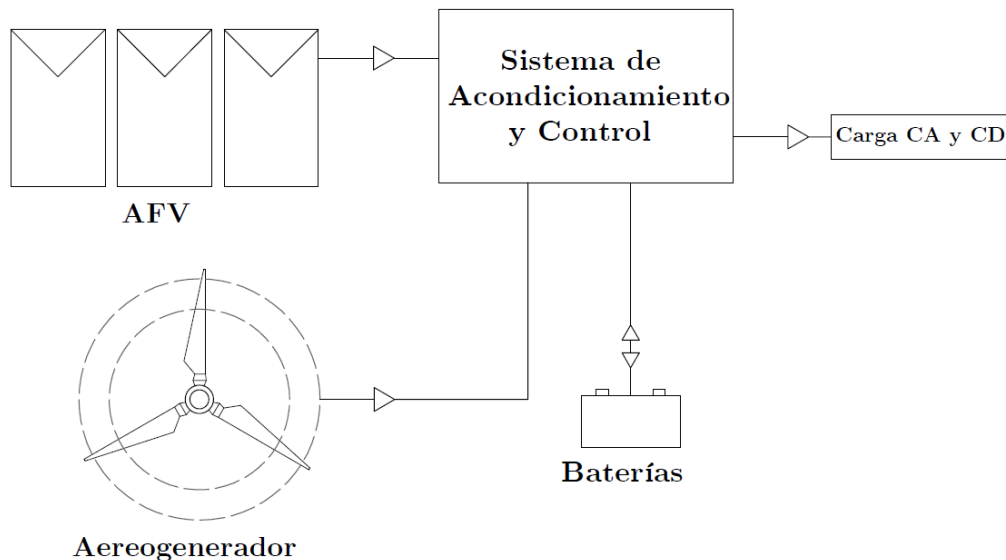


Figura 1.2. Esquema de un SCEFV Híbrido.

1.1.3. Sistemas interconectados

Los sistemas interconectados a la red se caracterizan por no contar con un sistema de almacenamiento de energía y por acoplarse a la red eléctrica, lo cual se consigue mediante un inversor. El inversor constituye el elemento central de la interfaz entre el GFV y la red, cumple la función de convertir la energía eléctrica de CD producida por el AFV a energía de CA sincronizada con la red. Adicionalmente cumple funciones relacionadas con el monitoreo, protección y control del SCEFV.

El SCEFV se conecta en el tablero de distribución principal y opera en paralelo a la red. Si existen cargas locales éstas pueden ser alimentadas ya sea por el SCEFV, la red o inclusive por ambas fuentes simultáneamente.

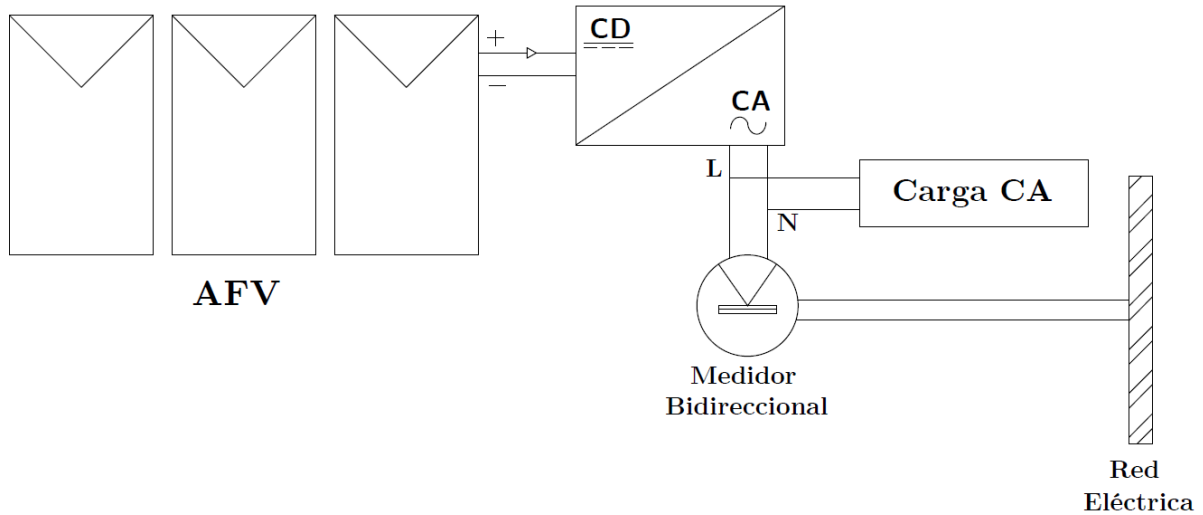


Figura 1.3. Esquema de un SCEFV Interconectado.

Los sistemas interconectados se caracterizan por ser extremadamente versátiles. Cualquier excedente en la generación de energía del SCEFV, debido a un mínimo o nulo consumo por parte de las cargas, es inyectado a la red eléctrica. Contrariamente, la red suministra energía a las cargas cuando la potencia demanda por estas sea mayor a la entregada por el SCEFV.

1.1.4. Esquemas de interconexión

Derivado de diversas disposiciones establecidas en el Plan Nacional de Desarrollo 2013-2018 y en la Ley de Transición Energética es posible instalar una central de energía renovable distribuida con una potencia nominal menor a 0.5 MW y realizar un contrato de interconexión con Comisión Federal de Electricidad (CFE).

Existen 3 modelos de contratos de contraprestación de la energía entregada a las redes de distribución:

- 1) **Medición Neta de Energía (*Net Metering*):** En un mismo contrato de suministro se considera la energía eléctrica que se consume de la red y los excedentes de la central de generación distribuida que se inyectan a la red. Estos flujos de energía se compensan entre sí, es decir, se paga por la diferencia entre la energía suministrada por la red y la energía inyectada.
- 2) **Facturación Neta (*Net Billing*):** La energía suministrada por la red se factura de forma independiente a los excedentes de energía que se inyectan a la red, es decir, los flujos de energía no se compensan entre sí. La CFE paga por la energía inyectada al Precio Marginal Local en el nodo correspondiente al punto de interconexión. Por su parte, la energía suministrada por la red se cobra al precio de la tarifa aplicable.

- 3) Venta total de Energía: El usuario vende a CFE toda la energía producida por la central de generación distribuida, es decir, no se consume nada en el sitio donde se instaló. La energía se paga al Precio Marginal Local y no existe un contrato de suministro con CFE.

1.2. Planteamiento del problema

En la actualidad se ha generalizado el uso de convertidores de fuente de tensión (VSC, por sus siglas en inglés) que implementan estrategias de control basadas en el marco de referencia dq0 [11], [12]. El control dq0 utiliza la transformada de Clarke y la transformada de Park para convertir los componentes variables de una señal senoidal trifásica (ABC) a un sistema de dos componentes constantes en el tiempo. Este tipo de control ha demostrado un óptimo desempeño en condiciones donde la tensión en cada fase es de la misma magnitud y la diferencia angular relativa entre fases es de 120° , es decir, la tensión de red se encuentra balanceada. No obstante, presenta un desempeño deficiente en condiciones de desbalance [13], esto queda en evidencia al presentarse fenómenos como: oscilaciones en el bus de CD del doble de la frecuencia de la red, inyección de potencia con un factor de potencia no unitario, deformaciones en la forma de onda de la corriente y desbalances de corriente.

En la literatura se han propuesto modificaciones al control dq0, que pese haber logrado solucionar parcialmente los fenómenos adversos causados por una reducción desbalanceada de la tensión de red, requieren de técnicas avanzadas de control y por ende de una gran capacidad de cómputo. En este punto es donde surge la siguiente pregunta: ¿Es posible implementar una estrategia de control que permita el funcionamiento ininterrumpido del SCEFV interconectado, ante la presencia de desbalances de tensión, sin hacer uso de una gran cantidad de recursos de software?

1.3. Hipótesis

Al utilizar un enfoque fasorial será posible desarrollar una estrategia de control de fácil implementación. Mediante un solo controlador proporcional-integral (PI), encargado del seguimiento de la tensión de CD de referencia, se tendrá una rápida respuesta que mitigará los fenómenos adversos relacionados a decrementos desbalanceados en la tensión de red.

El SCEFV, sin importar si la red de distribución a la que se encuentra interconectado presenta tensiones balanceadas o no, puede garantizar: generación continua de energía, mitigación de la distorsión armónica total, inyección de potencia con factor de potencia unitario y corrientes balanceadas.

Al implementarse la estrategia propuesta en conjunto con un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés), se extraerá la máxima potencia producida por el AFV.

1.4. Propuesta

En este trabajo de investigación se propone el desarrollo de una estrategia de control para un SCEFV trifásico interconectado a la red de distribución que permita el correcto funcionamiento del SCEFV tanto en condiciones normales de operación como de tensión desbalanceada en el punto de acoplamiento común (PCC, por sus siglas en inglés).

Específicamente, se propone el uso un único compensador PI para controlar la tensión del enlace de CD mediante la generación independiente de las variables de modulación correspondientes a cada una de las fases del VSC. Estas variables se obtienen implementando un lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés) encargado de monitorear continuamente condiciones de tensión en el PCC.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Desarrollar una estrategia de control aplicable a un SCEFV trifásico interconectado a la red, que permita su operación con factor de potencia unitario ante la condición de tensión desbalanceada en el PCC, así como el cumplimiento de los requerimientos de desbalance máximo y de contenido armónico máximo permitidos por el Manual Regulatorio de Requerimientos Técnicos para la Interconexión de Centrales Eléctricas al Sistema Eléctrico Nacional en las centrales eléctrica del tipo A.

1.5.2. Objetivos Específicos

- Diseñar en el software Matlab-Simulink® un SCEFV compuesto de dos subsistemas de conversión y una potencia nominal de 15 kW interconectado a la red de distribución.
- Desarrollar una estrategia de control capaz de generar de forma independiente las variables de modulación correspondiente a cada una de las fases, y mantener la tensión constante en el bus de CD.
- Validar mediante el equipo Opal-RT Technologies® el funcionamiento en tiempo real de un prototipo de 270 W, que exhiba las ventajas de la estrategia de control propuesta.

1.6. Justificación

Con la implementación de la estrategia de control desarrollada el SCEFV podrá convertir la energía eléctrica de CD a CA a pesar de la existencia de un desbalance de tensión. Se evitará la desconexión del SCEFV y se cumplirá con el valor máximo permitido de THD y desbalance de corriente para centrales eléctricas del tipo A.

Además, el SCEFV podrá mantener un rango de factor de potencia (FP) de al menos 0.95 en atraso y adelanto, así como mantenerse interconectada a la red por un tiempo mínimo de operación en caso de existir condiciones de falla. El cumplir con estos requisitos exigidos a las centrales de mayor capacidad adquiere una especial relevancia en un escenario hipotético en donde exista una mayor penetración de la generación distribuida y por ende una mayor cantidad de requisitos técnicos.

1.7. Metodología

La metodología implementada consta de las siguientes partes: Análisis del estado del arte, Modelado y simulación, y Validación en tiempo real.

En el Análisis de estado del arte se lleva a cabo una consulta de la literatura especializada enfocada al desarrollo de estrategias de control aplicadas en los SCEFV interconectados a una red desbalanceada. Esto con la finalidad de conocer las tendencias e innovaciones recientes y comparar las ventajas y desventajas de las estrategias encontradas con la estrategia propuesta. Así mismo, se consultan diversas fuentes de información enfocadas en el diseño de los convertidores electrónicos de potencia utilizados en los subsistemas de conversión.

En la parte de la Modelación y simulación se realiza el diseño del SCEFV con base en la teoría recabada. En un inicio, mediante una serie de simulaciones en el software Matlab-Simulink®, se evalúa de forma independiente el comportamiento del AFV, el convertidor CD/CD tipo Boost controlado por un algoritmo MPPT y el convertidor CA/CA controlado por la estrategia propuesta. Estos tres circuitos se acoplan una vez que hayan logrado funcionar correctamente individualmente.

Posteriormente, se establecen tres casos de estudio, en los cuales se somete al SCEFV a cambios de irradiancia, temperatura y tensión de red. Si el diseño propuesto no cumple con los objetivos establecidos se opta por modificar los principales elementos que conforman al convertidor de CD/CD y CD/CA. Con el fin de comparar el funcionamiento de la estrategia propuesta, se simula bajo las mismas condiciones de operación un SCEFV en el que se implementa el control dq0 tradicional.

En la etapa de Validación experimental en tiempo real se lleva a cabo la construcción de un prototipo a pequeña escala conformado por un módulo fotovoltaico de 270 [W], un

convertidor Boost y un convertidor trifásico CD/CA. Adicionalmente, se emplea una fuente de poder programable de CA para emular a la red de distribución, un sistema de medición de corriente y tensión, y el equipo Opal-RT® para ejecutar en tiempo real las acciones de control necesarias para generar las variables de modulación del VSC.

El prototipo se interconecta a la fuente de CA y los datos recopilados de V_g^{abc} , I_g^{abc} y V_{CD} son enviados continuamente a el equipo Opal-RT®.

1.8. Organización de la tesis

La investigación realizada dentro del trabajo de tesis se ha estructurado en 5 capítulos

En el capítulo II se brinda una explicación general del papel que desempeña la electrónica de potencia en la integración de fuentes renovables a la red. Se define que es un hueco de tensión y su clasificación. Así mismo, se mencionan las principales características de los esquemas de control encontrados en la literatura científica reciente.

En el capítulo III se presenta el modelo matemático que describe el comportamiento de la celda fotovoltaica y del arreglo fotovoltaico. De igual forma se presentan los modelos y principios de funcionamiento correspondientes al convertidor Boost controlado por un algoritmo MPPT y al convertidor de CD/CA. Además, se brindan un conjunto de pautas para la selección de los elementos que conforman a cada convertidor. Finalmente se describe el proceso mediante el cual se obtiene la regla de control.

El capítulo IV se enfoca en la validación numérica de la estrategia de control propuesta mediante el software Matlab-Simulink®. Se especifican los parámetros utilizados en el diseño de los convertidores que integran al SCEFV y las características de la red eléctrica. Se muestra y compara el comportamiento del SCEFV que implementa la estrategia propuesta y del SCEFV que implementa el control dq0 tradicional en los distintos casos de estudio.

En el capítulo V se describen los dispositivos eléctricos y electrónicos, así como los pasos necesarios para la puesta en marcha del prototipo a pequeña escala. Se muestran los valores de I_L^{abc} , V_{CD} y la potencia inyectada a la fuente de CA. Además, de los índices de la calidad de la energía, tales como el FP, THD de I_L^{abc} y desbalance de I_L^{abc} .

En el capítulo VI se establecen las conclusiones generales. Así mismo, se proponen recomendaciones de trabajos para continuar con el tema investigado.

Capítulo 2

Estado del Arte

En este capítulo se tratan temas relacionados con el funcionamiento, la clasificación y la importancia de la electrónica de potencia en la integración de las fuentes renovables a la red eléctrica. También se define el concepto de hueco de tensión desbalanceado. Finalmente se comparan las principales características del esquema de control propuesto con las propuestas encontradas en la literatura enfocadas a mitigar los efectos adversos provocados por un hueco en la tensión de la red.

1.1. Electrónica de Potencia y las Energías Renovables

La electrónica de potencia es la disciplina que implementa la electrónica de estado sólido para la conversión eficiente, limpia y robusta de energía eléctrica [14]. Surgió a inicios del siglo XX como una alternativa al lento y limitado control electromecánico y electromagnético que se utilizaba en los sistemas de suministro eléctrico [15], desde ese momento, ha sido una parte esencial para su correcto funcionamiento.

La función principal de esta disciplina científica es el procesamiento y control del flujo de energía eléctrica por medio del suministro de tensiones y corrientes. Todo esto se realiza mediante una topología o circuito electrónico. En este circuito hay resistencias, inductancias, transformadores, capacitores y dispositivos semiconductores de potencia que funcionan como interruptores.

Un convertidor de potencia se puede considerar como matriz de conmutación, en la cual uno o más dispositivos semiconductores se conectan a la fuente de energía eléctrica. Todo convertidor cuenta con un subcircuito de potencia y un subcircuito de mando encargado de obtener, manipular y enviar información. El funcionamiento de los convertidores se basa en el encendido y apagado de los semiconductores de potencia a partir de las señales enviadas por el circuito de mando [14].

Los circuitos electrónicos de potencia se clasifican en cuatro categorías: CD/CD, CD/CA, CA/CD y CA/CA. Exceptuando la primera categoría, estos pueden ser monofásicos o trifásicos.

Capítulo II. Estado del Arte

En un convertidor CD/CD es posible obtener una tensión de CD constante a partir de una tensión CD variable o viceversa. El convertidor CD/CD más simple se compone de una fuente de alimentación de CD, un dispositivo semiconductor de potencia y una carga resistiva. Cuando el interruptor se encuentra encendido la fuente de alimentación CD se conecta a la carga y la tensión instantánea en la carga equivale al de la fuente de alimentación. Cuando se apaga el dispositivo semiconductor la fuente se desconecta de la carga y la tensión instantánea de salida es 0. La tensión de salida promedio se puede controlar variando el tiempo que el interruptor se encuentra encendido [11], [13].

El convertidor CD/CA o inversor permite obtener una tensión de CA con una frecuencia deseada a partir de una fuente de CD. Su operación requiere de al menos dos semiconductores de potencia. El principio de funcionamiento se basa en alternar la polaridad de la tensión instantánea a la salida. Durante una fracción de un periodo de tiempo, la tensión instantánea en la carga equivale a la tensión de la fuente de CD, en el tiempo restante equivale al negativo de la fuente de CD. [15] [16].

El convertidor de CA/CD convierte la tensión CA en una tensión fija de CD. El convertidor CA/CD más simple se conoce como circuito rectificador basado en diodos. Su funcionamiento se basa en el hecho de que un diodo conduce corriente cuando se polariza directamente y evita el paso de corriente cuando se polariza inversamente. Existen convertidores más avanzados conocidos como rectificadores controlados. Estos utilizan dispositivos semiconductores de potencia que permiten el paso de corriente cuando existe un ángulo de fase determinado, conocido como ángulo de retardo, en la corriente alterna [16].

Los convertidores de CA/CA se utilizan para obtener una fuente de CA de magnitud y frecuencia variable a partir de una fuente de CA fija. La tensión de salida se controla variando el tiempo de conducción del interruptor o el ángulo de retardo.

La electrónica de potencia es una parte fundamental en la transmisión, distribución y almacenamiento de la energía eléctrica producida por fuentes renovables [15]. Por ejemplo, la interconexión de un SCEFV requiere de un acondicionamiento de la energía producida por el AFV con base en las características de la red, ya que los módulos fotovoltaicos producen energía de CD a una baja tensión no regulada.

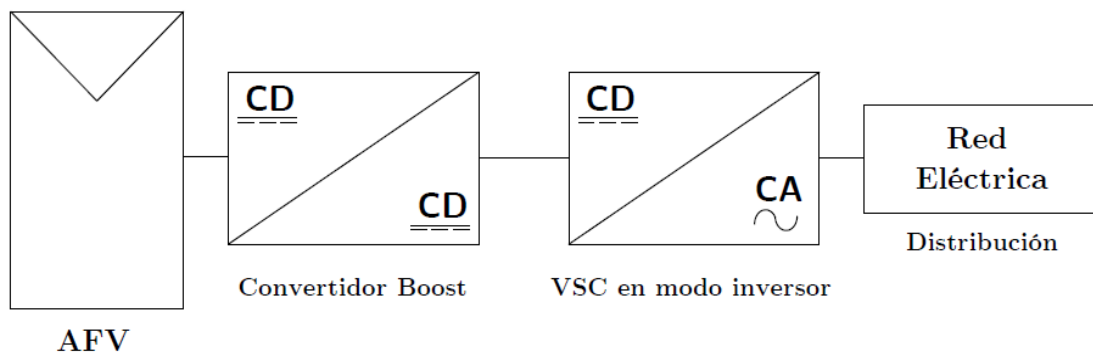


Figura 2.1. Diagrama de bloques de SCEFV Interconectado.

El AFV se conecta al convertidor CD/CD con el fin de aumentar la tensión entregada por el arreglo a un valor mayor que el correspondiente a la tensión RMS de la red, subsecuentemente la energía acondicionada por el primer convertidor se convierte a CA mediante un inversor. Además, el convertidor CD/CD permite extraer la máxima potencia del AFV mediante un algoritmo MPPT [17]. Por su parte, los inversores pueden controlar la frecuencia, la potencia activa y la potencia reactiva.

2.1. Huecos de tensión

Recientemente, con el objetivo de prevenir y reducir los efectos producidos por las perturbaciones en los sistemas eléctricos [6], se ha dado una mayor importancia a los temas relacionados con la calidad de la energía. Entre las perturbaciones más frecuentes y relevantes se encuentran los huecos de tensión [6], [18]. Se definen como una reducción temporal del valor RMS de la tensión, alcanzando valores que van del 90% hasta el 10% de la tensión nominal. Su duración se define como el tiempo medido desde el momento en que la tensión RMS de cualquier fase cae por debajo del 90% hasta el momento en que la tensión de las tres fases se eleva por encima del 90% del valor nominal. Pueden durar desde un medio ciclo hasta un minuto [6].

Este tipo de perturbación comúnmente es provocada por el arranque de motores de inducción, por la presencia de corto circuitos, por el cierre rápido de los disyuntores o por condiciones de falla en el sistema de energía eléctrica [19]. Los huecos de tensión son más frecuentes y de mayor duración en los sistemas de distribución que en los sistemas de transmisión, ya que la infraestructura en esta etapa del suministro de energía eléctrica no cuenta con los estándares de calidad exigidos a los sistemas de transmisión [20].

En la Tabla 2.1 se muestra el diagrama fasorial de los siete tipos de huecos. E_I representa la magnitud de la tensión previa a la perturbación y V_H la magnitud de la tensión durante la perturbación. Dentro de esta clasificación, los huecos más comunes son los del tipo A, B, C y D [19]. A excepción del tipo A, los huecos trifásicos suelen ser menos comunes, pero presentan un decremento más abrupto [20].

Los huecos del tipo A se consideran como huecos balanceados ya que las tres fases disminuyen en una misma proporción y no hay variaciones en el ángulo de fase.

En los huecos del tipo B solo una de las fases se ve afectada sin presentar cambios en su ángulo de fase. En los del tipo C, dos de las fases se ven afectadas, pero únicamente la componente imaginaria es afectada. En el caso del tipo D únicamente la componente real de las tres fases es afectada.

Los huecos del tipo B, C y D son desbalanceados o desequilibrados, ya que las tensiones o los ángulos entre fases consecutivas no son iguales, estos se producen comúnmente por fallas asimétricas, como fallas monofásicas a tierra y falla de línea a línea [21].

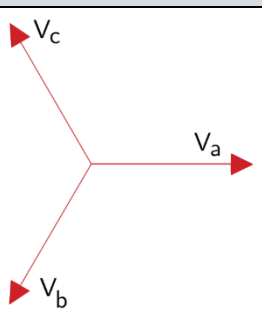
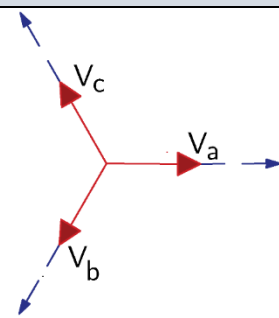
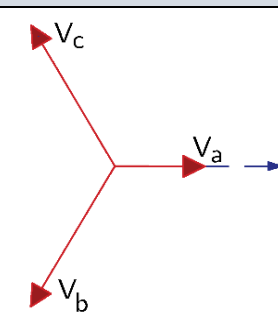
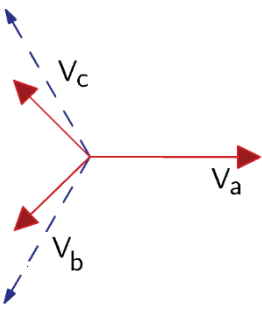
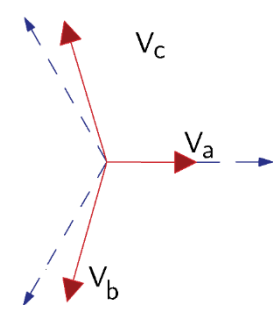
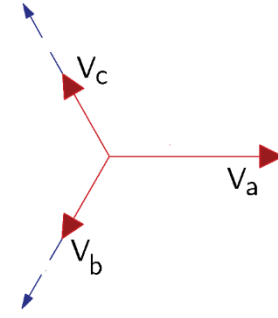
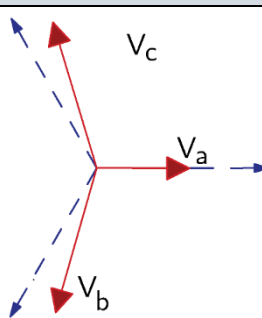
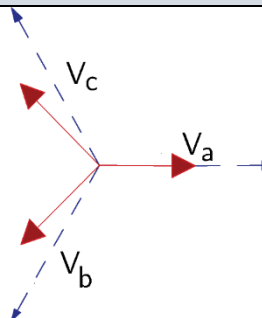
Tensión Balanceada	Tipo A	Tipo B
 $\bar{V}_a = E_1$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}E_1 - j\frac{\sqrt{3}}{2}E_1$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}E_1 + j\frac{\sqrt{3}}{2}E_1$	 $\bar{V}_a = V_H$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}V_H - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}V_H + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$	 $\bar{V}_a = V_H$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}E_1 - j\frac{\sqrt{3}}{2}E_1$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}E_1 + j\frac{\sqrt{3}}{2}E_1$
Tipo C	Tipo D	Tipo E
 $\bar{V}_a = E_1$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}E_1 - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}E_1 + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$	 $\bar{V}_a = V_H$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}V_H - j\frac{\sqrt{3}}{2}E_1$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}V_H + j\frac{\sqrt{3}}{2}E_1$	 $\bar{V}_a = E_1$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}V_H - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}V_H + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$
Tipo F		Tipo G
 $\bar{V}_a = V_H$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{2}V_H - j\left(\frac{\sqrt{3}}{6}V_H + \frac{\sqrt{3}}{3}E_1\right)$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{2}V_H - j\left(\frac{\sqrt{3}}{6}V_H + \frac{\sqrt{3}}{3}E_1\right)$		 $\bar{V}_a = \frac{2}{3}E_1 + \frac{1}{3}V_H$ $\bar{V}_b = -\frac{1}{3}E_1 - \frac{1}{6}V_H - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$ $\bar{V}_c = -\frac{1}{3}E_1 - \frac{1}{6}V_H + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_H$

Tabla 2.1. Tipos de huecos de tensión.

En [22] se define al desbalance en un sistema trifásico como la relación entre la magnitud del componente de secuencia negativa y la magnitud del componente de secuencia positiva.

$$\delta = \frac{V_-}{V_+} \quad (2.1)$$

donde δ es el factor de desbalance tensión, comúnmente expresado como porcentaje.

Dado que no siempre se cuenta con el equipo necesario para llevar a cabo la medición de los componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión, en las normas publicadas por la IEEE se ha propuesto la obtención del valor aproximado de desbalance, sin considerar el ángulo de fase, a partir de (2.2) y (2.3).

$$\%Desbalance = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \cdot 100\% \quad (2.2)$$

$$\beta = \frac{|V_{AB}|^4 + |V_{BC}|^4 + |V_{CA}|^4}{(|V_{AB}|^2 + |V_{BC}|^2 + |V_{CA}|^2)^2} \quad (2.3)$$

donde V_{AB} , V_{BC} y V_{CA} son las tensiones RMS de línea para las fases A, B y C respectivamente. Normalmente, el desequilibrio de tensión de un servicio trifásico es inferior al 3%.

Alternativamente, en la norma ANSI C84.1-2020 se propone el uso de (2.4) para el cálculo rápido y aproximado del desbalance.

$$\%Desbalance = \frac{\max|V_{LL}^{abc} - \overline{V_{LL}}|}{\overline{V_{LL}}} \cdot 100\% \quad (2.4)$$

donde V_{LL}^{abc} representa la tensión RMS de línea de cada fase y $\overline{V_{LL}}$ es el promedio de las tensiones RMS de línea.

2.2. Estado del Arte

Durante la última década el número de fuentes renovables de energía interconectadas a la red ha aumentado considerablemente, esto ha sido posible gracias a el desarrollo de nuevos equipos electrónicos de potencia que permiten un flujo bidireccional de energía como los VSC. No obstante, también se encuentran expuestos a las perturbaciones que afectan a la calidad de la energía [23].

La investigación y desarrollo de estrategias de control para convertidores que operan en condiciones de tensión desbalanceada es esencial para brindar seguridad y confiabilidad

Capítulo II. Estado del Arte

en la etapa de distribución, ya que es un problema común en sistemas relativamente débiles, donde predominan las cargas monofásicas.

En esta sección se reportan los puntos más relevantes de los trabajos de investigación consultados. Asimismo, con base en las características listadas en Tabla 2.2, se realiza una comparación cualitativa entre la propuesta desarrollada en este trabajo de tesis y las encontradas en la bibliografía.

En [1] se propone un sistema de control para un inversor fotovoltaico trifásico basado en la detección del valor promedio de los componentes de secuencia positiva de la tensión. (APSC, por sus siglas en inglés). Este sistema permite realizar un control de la potencias activa y reactiva, así como limitar la amplitud de las corrientes inyectadas a la red durante un desbalance de tensión. Presenta las siguientes desventajas: corriente alterna con contenido armónico e inyección de potencia activa con ondulaciones durante la condición de falla. La amplitud de las ondulaciones llega a ser superiores al 60% de la potencia inyectada en condiciones normales de operación.

En [24] se estudia el comportamiento de una instalación eléctrica trifásica que cuenta con un SCEFV interconectado de 830 [kW]. Específicamente se analiza el THD y el desbalance presente en la corriente proveniente del SCEFV, en la corriente consumida por las cargas y en la corriente proveniente en la red de distribución. Con base en la causa del desbalance se propusieron las siguientes categorías: desbalance estructural, desbalance por sombreado y desbalance mixto. El desbalance estructural se debe a una distribución desequilibrada de las cargas o de los generadores fotovoltaicos; el desbalance por sombreado, a un sombreo parcial del AFV; y el desbalance mixto, a una combinación de las dos causas previas.

En [25] se desarrolla un modelo analítico enfocado a evaluar el THD y los componentes de secuencia negativa en el lado CA un VSC trifásico que operan en condiciones de tensión no balanceada. El modelo desarrollado permite el cálculo del rizo presente en la corriente en el lado de CD. Se concluye que uso de técnicas de control de V_{CD} orientadas a eliminar la ondulación en el puerto de CD necesariamente crea corrientes trifásicas con componentes armónicos de baja frecuencia. Adicionalmente, se presenta un modelo simple para calcular el capacitor del lado de CD con el fin de mitigar estos problemas.

En [26] se plantea la utilización de un sistema de almacenamiento de energía en conjunto con SCEFV monofásico interconectado a una red de distribución trifásica para reducir el desbalance de tensión y disminuir las pérdidas en la red. Se realizan simulaciones con distintos niveles de penetración de los SCEFV en condiciones de carga balanceada y desbalanceada. También se estudia el efecto causado por el SCEFV cuando este opera con un factor de potencia unitario, en adelanto o en atraso. Los resultados de la simulación y de las pruebas experimentales demuestran que el sistema de almacenamiento puede reducir eficazmente la intensidad del desbalance y las pérdidas en la red si se coloca en la misma fase que el SCEFV y la carga.

Capítulo II. Estado del Arte

En [27] se presenta esquema de control basado en la técnica de observadores de perturbaciones “Disturbance Observer-Based Control” (DOBC) y en la técnica de linealización por retroalimentación (FBL). La técnica DOBC permite estimar perturbaciones que subsecuentemente son canceladas por la técnica FBL, con esto es posible asegurar un control preciso de la potencia activa y reactiva.

A partir de una gran cantidad de pruebas de campo en [28] se estudia el comportamiento que presentan los sistemas fotovoltaicos antes, durante y después de un desbalance de tensión, posteriormente se propone un sistema de control capaz de ajustarse al comportamiento obtenido.

Un sistema de control compuesto por dos modos de operaciones es propuesto en [29]. En condiciones normales (modo I), el VSC es el encargado de regular la tensión en el enlace de CD y del flujo de corriente. En condiciones de desbalance (modo II), el inversor se encarga de darle soporte a la red a través de la inyección de potencia reactiva, mientras que el convertidor de CD-CD se encarga de mantener una tensión constante en el enlace de CD. De forma general el sistema muestra un gran desempeño, inclusive es capaz de operar ante variaciones en la impedancia de acoplamiento, no obstante, requiere una gran cantidad de controladores.

En [30] se propone un esquema de control enfocado a un inversor multinivel en cascada en el que no es necesario utilizar un transformador para integrar el sistema fotovoltaico a la red de media tensión. La estrategia de control permite la inyección de potencia activa y reactiva ya sea con corriente balanceadas o desbalanceadas.

En [31] se presenta un esquema de control capaz de controlar de forma independiente la corriente en cada una de las fases. El objetivo principal planteado por los autores es que ante la presencia de un hueco de tensión asimétrico el SCEFV sea capaz de dar soporte a la red mediante la inyección de corriente reactiva. Como objetivo secundario se tiene el mantener la tensión de las fases no afectadas en un valor inferior al 110% del valor nominal. El flujo de potencia reactiva inyectada se determina por separado y en función de la reducción de la tensión en cada fase, por lo que tanto las corrientes reactivas como activas son desbalanceadas. Además, se establece un límite superior en ambas corrientes con el fin de proteger el SCEFV.

En [32] se desarrolla un SCEFV trifásico interconectado que no implementa un convertidor Boost. Se estudia el comportamiento del SCEFV en condiciones de tensión desbalanceada y se propone un esquema de control que utiliza los componentes de secuencia positiva de la tensión y corriente. Este sistema es capaz de brindar soporte a la red mediante la inyección de potencia reactiva. También permite realizar un balance entre la cantidad de armónicos de corriente y las oscilaciones alrededor de los valores de referencia de la potencia activa y reactiva, es decir, la amplitud de las oscilaciones se puede reducir arbitrariamente a expensas de aumentar el contenido armónico. Este esquema de control propuesto presenta la desventaja de requerir un gran número de controladores para su

Capítulo II. Estado del Arte

funcionamiento, además, tanto en las simulaciones como en las pruebas experimentales realizadas se consideró a la tensión entregada por el AFV como constante.

Una comparación entre un esquema de control basado en controladores PI y otro basado en controladores PR se realiza en [33]; el mejor desempeño se obtuvo en el sistema basado en controladores PR.

A excepción de [26], las estrategias de control propuestas en la literatura se enfocan en brindarle al SCEFV la capacidad de soportar los huecos de tensión desbalanceados y en la regulación dinámica de potencia activa y reactiva. En todos los trabajos revisados se hace uso del marco estacionario $\alpha\beta$ o del marco rotatorio ortogonal $dq0$. En ningún caso se consigue cumplir al 100% con las características listadas, los sistemas de control propuestos en [25], [28], [30] y [32] le permite al usuario seleccionar o activar ciertas características a costa de la desactivación de otras.

Publicación	Año	No. Controladores PI/PR	Marco de referencia	Corriente alterna sinusoidal	Corriente alterna balanceada	Control potencia reactiva	Factor de potencia unitario	Reducción del rizo de potencia activa	Reducción del rizo de V_{CD}
[1]	2012	3	$\alpha\beta$	x	x	+	+	x	+
[25]	2017	3	$dq0$	+*	+	+	+	+*	+*
[26]	2012	4	-	-	-	+	+	-	-
[27]	2019	9	$\alpha\beta$	+*	x	+	+	+	+
[28]	2019	5	$dq0$	+	+*	+	+	+*	-
[29]	2017	11	$dq0$	+	x	+	+	+	+
[30]	2018	6	$\alpha\beta$	+	+*	+	+	+*	+
[31]	2015	3	$dq0$	+	+*	+	+	-	-
[32]	2016	8	$\alpha\beta$	+*	-	+	+	+*	+*
[33]	2016	3	$dq0$	+	x	+	+	+	+
Propuesta	2021	1	abc	+	+	x	+	x	+

N/A: No aplica -: No especificado +: Cumple con la característica **x:** No cumple con la característica

Tabla 2.2. Características de las estrategias propuestas en la literatura especializada.

La estrategia de control propuesta en este trabajo tesis se destaca por el uso de un único controlador proporcional-integral en el control de lazo cerrado. Sus principales atributos son: I) Continua generación de energía por parte del AFV tanto en condiciones normales de funcionamiento como en condiciones de tensión desbalanceada, II) Bajo rizo en la tensión V_{CD} , III) Inyección de energía a la red con factor de potencia unitario, IV) Control independiente de la magnitud y del ángulo de fase de la variable de modulación correspondientes a cada fase, V) Corrientes en lado de CA del VSC balanceadas, VI) Mitigación del contenido armónico y VII) Cumplimiento de los requerimientos de desbalance máximo y de contenido armónico para centrales eléctrica del tipo A establecidos en las Disposiciones Operativas del SEN.

Capítulo 3

Modelado del SCEFV

En este capítulo se presentan los elementos y el modelo matemático utilizado para describir el comportamiento de la celda y del arreglo fotovoltaico. Posteriormente se explica el principio de funcionamiento del convertidor Boost controlado mediante una técnica de modulación por ancho de pulso, asimismo, se describe el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia implementado en el circuito conformado por el arreglo fotovoltaico y el convertidor Boost.

Por último, se realiza el modelado del convertidor CD/CA trifásico controlado mediante una técnica de modulación por ancho de pulso senoidal, y se describe el proceso de diseño mediante el cual se obtiene la estrategia de control propuesta.

3.1. Celda fotovoltaica

La celda fotovoltaica la unidad mínima capaz de convertir la luz del sol en electricidad. Su funcionamiento se basa en el efecto fotovoltaico, el cual consiste en la producción de corriente eléctrica como resultado de la unión de dos materiales semiconductores, tipo N y tipo P, que se encuentran expuestas a la radiación electromagnética

El material tipo N se dopa con impurezas donadoras, átomos de otro material que cuentan con un mayor número de electrones de valencia, provocando que uno de los electrones de valencia de las impurezas quede libre al momento de formar enlaces covalentes con el átomo del semiconductor nativo. Por su parte, el material tipo P se dopa con impurezasceptoras de electrones, átomos de otro material que cuentan con un menor número de electrones de valencia. Las impurezas tipo P provocan la formación de enlaces covalentes incompletos o “huecos”, creándose una carga aparente positiva debido a una ausencia de electrones.

Durante la formación de la unión P-N, algunos de los electrones libres del material tipo N que han alcanzado la banda de conducción migran hacia el material tipo P y se combinan con los huecos. Al llenarse el hueco se crea un ion negativo en el lado P y al mismo tiempo un ion positivo en el lado N. Con la migración de varios electrones se crea un campo eléctrico que impide la transferencia de más electrones.

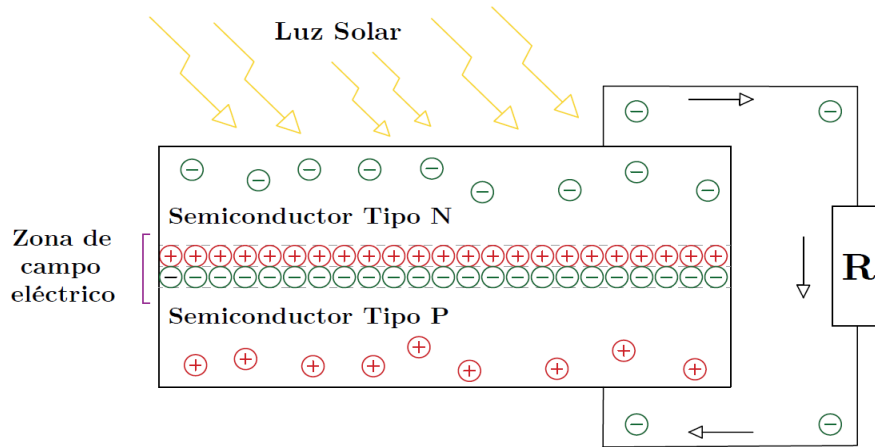


Figura 3.1. Representación esquemática del efecto fotovoltaico.

Cuando la unión P-N es iluminada ocurren tres procesos fundamentales para la generación de corriente eléctrica [34]: I) generación de portadores de carga (par electrón-hueco) debido a la absorción de fotones, II) separación de los portadores de carga a través de la zona de unión, y III) recolección de los electrones y huecos en los electrodos o terminales metálicas de la celda.

3.1.1. Circuito eléctrico equivalente de la celda fotovoltaica

El modelo ideal de una celda solar se compone por una fuente dependiente de corriente conectada en paralelo a un diodo. No obstante, con la finalidad de contar con un modelo que describa con mayor exactitud el comportamiento real de la celda, se agrega una resistencia en paralelo (R_{sh}) a la fuente dependiente y una resistencia en serie (R_s) [35]. En la Figura 3.2 muestra el circuito equivalente de la celda solar fotovoltaica.

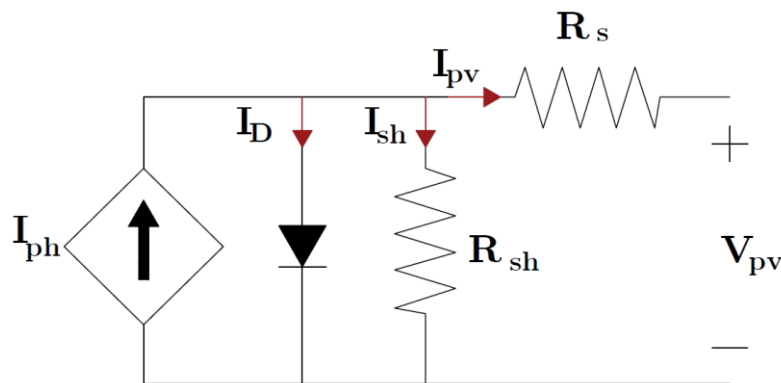


Figura 3.2. Circuito equivalente de la celda solar fotovoltaica.

La corriente I_{pv} entregada por la celda fotovoltaica se da en (3.1).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (3.1)$$

Capitulo III. Modelado del SCEFV

donde I_{ph} es la corriente fotogenerada, I_D es la corriente que fluye a través del diodo e I_{sh} es la corriente que fluye a través de R_{sh} . La corriente fotogenerada depende de la irradiancia

Al estar R_{sh} en paralelo al diodo se deduce que la tensión V_D , presente en las terminales del diodo, también se presenta en R_{sh} . La tensión V_D se define en (3.2).

$$V_D = V_{pv} + I_{pv}R_s \quad (3.2)$$

donde V_{pv} es la tensión entregada por la celda fotovoltaica.

La corriente I_D presente en (3.1) se obtiene a partir del modelo desarrollado por William Bradford Shockley, para describir el comportamiento del diodo [36].

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV_D}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (3.3)$$

donde n es el factor de idealidad del diodo, una constante que proporciona información acerca de la calidad de la unión P-N, $k = 1.381 \times 10^{-23}$ [J/K] es la constante de Boltzmann, $q = 1.602 \times 10^{-19}$ [C] es la carga del electrón, I_0 es la corriente de saturación y T es la temperatura absoluta de la celda.

La corriente I_{sh} se describe en (3.4).

$$I_{sh} = \frac{V_D}{R_{sh}} \quad (3.4)$$

Entonces, sustituyendo (3.2) en (3.3) y (3.4), para posteriormente sustituir las expresiones obtenidas en (3.1) se llega a la ecuación que describe la corriente entregada por la celda solar en términos de V_{pv} e I_{pv} .

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_{sh}} \quad (3.5)$$

Utilizando el mismo razonamiento, es posible llegar a una ecuación que describa la corriente suministrada por un AFV [37] [38]. La ecuación (3.6) se obtiene teniendo en mente que los AFV se componen de varias cadenas en paralelo y, a su vez, que éstas se componen de varios módulos fotovoltaicos conectados en serie.

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + I_{pv} \frac{N_s}{N_p} R_s)}{N_s nkT}\right) - 1 \right] - N_p \frac{V_{pv} + I_{pv} \frac{N_s}{N_p} R_s}{R_{sh} \frac{N_s}{N_p}} \quad (3.6)$$

donde N_P es el número de cadenas y N_S el número de celdas conectadas en serie por cada cadena. El valor de N_S se obtiene mediante (3.7).

$$N_S = N_{MS} \times N_C \quad (3.7)$$

donde N_{MS} es el número de módulos en serie por cadena y N_C el número de celdas por módulo.

3.1.2. Características de la celda fotovoltaica

Las características eléctricas de la celda fotovoltaica se obtienen sometiéndolas a las Condiciones Estándares de Prueba (STC, por sus siglas en inglés). Las principales características son: tensión a circuito abierto, corriente de cortocircuito, punto de máxima potencia, factor de forma y eficiencia de conversión [8] [34] [36].

- Tensión a circuito abierto (V_{ca}): Es la tensión máxima que puede entregar la celda. En condiciones de circuito abierto no existe flujo de corriente al exterior, por lo que I_{pv} es nula. El valor aproximado V_{ca} se obtiene considerando I_{sh} nula debido a un valor de R_{sh} lo suficientemente grande.

$$V_{ca} \approx \frac{nKT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph} + I_0}{I_0}\right) \quad (3.8)$$

- Corriente de cortocircuito (I_{cc}): Es el valor de la corriente que circula por la celda cuando la tensión entre las terminales de salida es nula. En condiciones de cortocircuito la tensión aplicada al diodo es menor a la tensión de umbral por lo que la corriente I_D es nula debido a que R_{sh} es mucho mayor que R_s .

$$I_{cc} \approx I_{ph} \approx bG \quad (3.9)$$

donde G es la irradiancia en W/m^2 y b es una constante de proporcionalidad dada en Am^2/W .

- Punto de máxima potencia (P_{mp}): Es el punto de trabajo donde la potencia entregada por la celda a la carga es la máxima posible. Depende de las condiciones de trabajo.

$$P_{mp} = V_{mp} I_{mp} \quad (3.10)$$

donde V_{mp} es la tensión en el punto de máxima potencia e I_{mp} es la corriente en el punto de máxima potencia.

- Factor de forma (FF): Es la relación entre la máxima potencia y el producto entre I_{cc} y V_{ca} .

$$FF = \frac{V_{mp} I_{mp}}{V_{ca} I_{cc}} \quad (3.11)$$

Por lo general, un valor bajo de FF está asociado con la existencia de pérdidas. Una celda de buena calidad suele tener valores de FF mayores a 0.70.

- Eficiencia de conversión (η): Es la relación entre la máxima potencia eléctrica entregada por la celda y el producto de la superficie activa S_T de la celda por la irradiancia incidente. Suele representarse en forma de porcentaje.

$$\eta = \frac{V_{mp} I_{mp}}{G S_T} \quad (3.12)$$

Adicionalmente existen otros parámetros, denominados coeficientes de temperatura, utilizados para describir efecto que tiene la temperatura en las características de la celda. El aumento de la temperatura provoca un ligero aumento de I_{cc} y una notoria disminución de V_{ca} , como consecuencia se tiene una disminución tanto en la potencia como en la eficiencia de la celda.

3.2. Dimensionamiento del AFV

Para el cálculo del número total de módulos y la distribución de estos en el SCEFV interconectado es necesario establecer la potencia del AFV y la tensión de acoplamiento del inversor.

El número total de modulo a utilizar se obtiene mediante la ecuación (3.13).

$$N_{TM} = \frac{P_{mAFV}}{P_{mMFV}} \quad (3.13)$$

donde N_{TM} es el número total de módulos; P_{mAFV} , la máxima potencia generada por el arreglo bajo condiciones estándar y P_{mMFV} la máxima potencia generada por el módulo bajo condiciones STC.

A partir del rango de tensión de entrada del inversor se determina el número de módulos conectados en serie por cadena.

$$N_{MS} = \frac{V_{INV}}{V_{mMFV}} \quad (3.14)$$

En (3.14) N_{MS} representa el número de módulo en serie; V_{INV} , la tensión de acoplamiento del inversor y V_{mMFV} la tensión del módulo en el punto de máxima potencia. En caso de ser necesario, N_{MS} se redondea al entero inmediato superior.

Finalmente, el número de cadenas conectadas en paralelo (N_P) se obtiene a partir de (3.15). El resultado obtenido se redondea al entero inmediato superior.

$$N_P = \frac{N_{TM}}{N_{MS}} \quad (3.15)$$

3.3. Convertidor CD/CD

El convertidor Boost utilizado para elevar la tensión de entrada de CD se muestra en la Figura 3.3. Se compone de dos interruptores, un diodo y un interruptor controlado. Comúnmente, se utiliza un transistor IGBT o MOSFET como interruptor controlado cuyo encendido y apagado se realiza mediante una señal de control de compuerta. Además, también cuenta con dos elementos capaces de almacenar energía, un inductor L_B y un capacitor C_{Bout} .

El principio básico de funcionamiento consiste en alternar continuamente entre el estado activo (t_{ON}) y el inactivo (t_{OFF}). En la Figura 3.4 y la Figura 3.5, se presentan los dos estados posibles del convertidor.

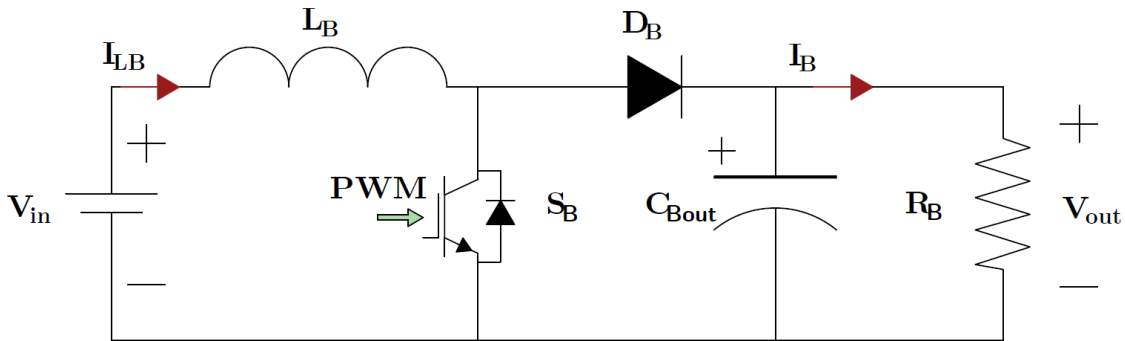


Figura 3.3. Circuito convertidor Boost.

Cuando el convertidor se encuentra en el estado activo, el interruptor S_B se cierra durante un breve lapso tiempo denominado t_{ON} . La corriente I_{LB} que fluye a través de L_B comienza a incrementar y la energía suministrada por la fuente de alimentación se almacena en el inductor [14]. Si el capacitor C_{Bout} se encontraba previamente cargado este será capaz de alimentar a la carga R_B .

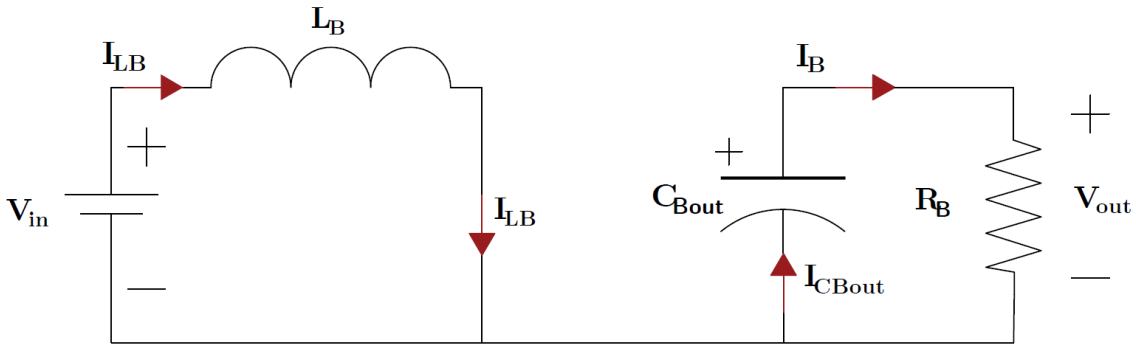


Figura 3.4. Convertidor Boost en estado activo.

La ecuación (3.16) define el comportamiento de la tensión del inductor en el tiempo t_{ON} .

$$V_{in}(t) = L_B \frac{d}{dt} I_{LB}(t) \quad (3.16)$$

El incremento de I_{LB} durante el estado activo se describe en (3.17). Cuando se trabaja con un SCEFV la tensión V_{in} corresponde a la tensión suministrado por el AFV.

$$\Delta I_{LB}^{on} = \frac{1}{L_B} \int_0^{t_{on}} V_{in}(t) dt \approx \frac{V_{in}(t) \cdot t_{on}}{L_B} \quad (3.17)$$

En el estado inactivo, durante un tiempo denominado t_{OFF} el interruptor S_B se abre. La energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga pasando a través del diodo D_B . Si el convertidor opera en modo continuo la corriente I_{LB} disminuye gradualmente, pero sin llegar a ser cero.

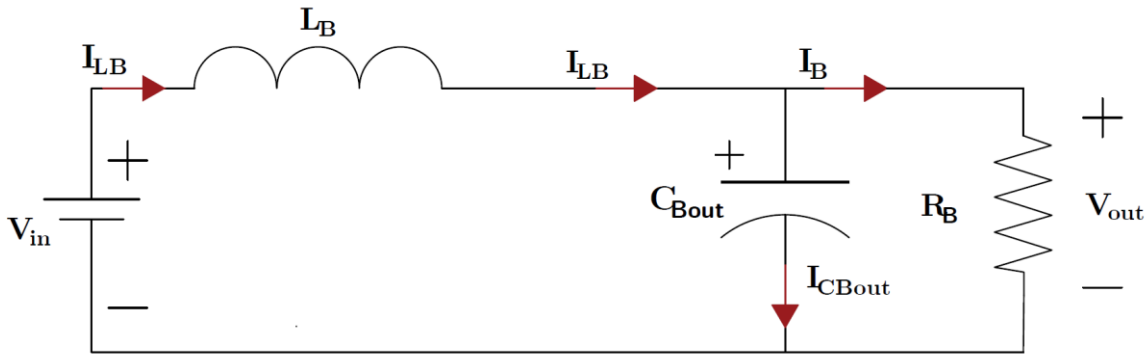


Figura 3.5. Convertidor Boost en estado inactivo.

Si se considera insignificante la caída de tensión en el diodo y se cuenta con un capacitor lo suficientemente grande como para mantener a V_{out} constante, el decremento de la corriente I_{LB} se describe con la ecuación (3.18).

$$\Delta I_{LB}^{off} = \frac{1}{L_B} \int_0^{t_{off}} V_{LB}(t) dt \approx \frac{(V_{in}(t) - V_{out}(t)) \cdot t_{off}}{L_B} \quad (3.18)$$

Al finalizar el ciclo de cierre/apertura del interruptor, la corriente I_{LB} debe de ser igual a la que se tenía al iniciar el ciclo, por lo que:

$$\Delta I_{LB}^{on} + \Delta I_{LB}^{off} = 0 \quad (3.19)$$

Sustituyendo (3.17) y (3.18) en (3.19) se obtiene:

$$\frac{V_{in}(t) \cdot t_{on}}{L_B} + \frac{(V_{in}(t) - V_{out}(t)) \cdot t_{off}}{L_B} = 0 \quad (3.20)$$

Es posible expresar la ecuación (3.20) en función del ciclo de trabajo (D). El ciclo de trabajo se define como la fracción de tiempo del periodo T_0 durante el cual la señal de compuerta se encuentra activa. D únicamente puede tomar valores de entre 0 y 1.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.21)$$

$$1 - D = \frac{t_{off}}{T_0} \quad (3.22)$$

Sustituyendo (3.21) y (3.22) en (3.20) se llega a:

$$\frac{V_{in}(t) \cdot DT_0}{L_B} + \frac{(V_{in}(t) - V_{out}(t)) \cdot (1 - D)T_0}{L_B} = 0 \quad (3.23)$$

Considerando que no existen pérdidas, la función de transferencia del convertidor se obtiene despejando V_{out} de (3.23).

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad (3.24)$$

A partir de (3.24) se deduce que la tensión de salida aumenta conforme aumenta D . En teoría se podría un V_{out} tan grande como uno quisiese. Sin embargo, en la práctica, V_{out} solo puede aumentar hasta cierto punto. A valores altos de D se presentan pérdidas importantes en el proceso de conversión debido a la existencia de resistencias parásitas.

3.3.1. Modulación PWM

La modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) es uno de los principales métodos implementado para controlar la tensión de salida en el convertidor Boost.

En este método la señal de control de compuerta se obtiene al comparar una señal moduladora de baja frecuencia con una señal portadora de alta frecuencia. Comúnmente se utiliza una onda diente de sierra o triangular cuyo valor oscila entre 0 y 1 como señal portadora [14].

Si se emplea una constante como señal moduladora, la señal de control obtenida es un tren de pulsos de un ancho específico, como el mostrado en la Figura 3.6. El ancho de cada pulso es directamente proporcional a la amplitud de la moduladora e inversamente proporcional a amplitud de la portadora.

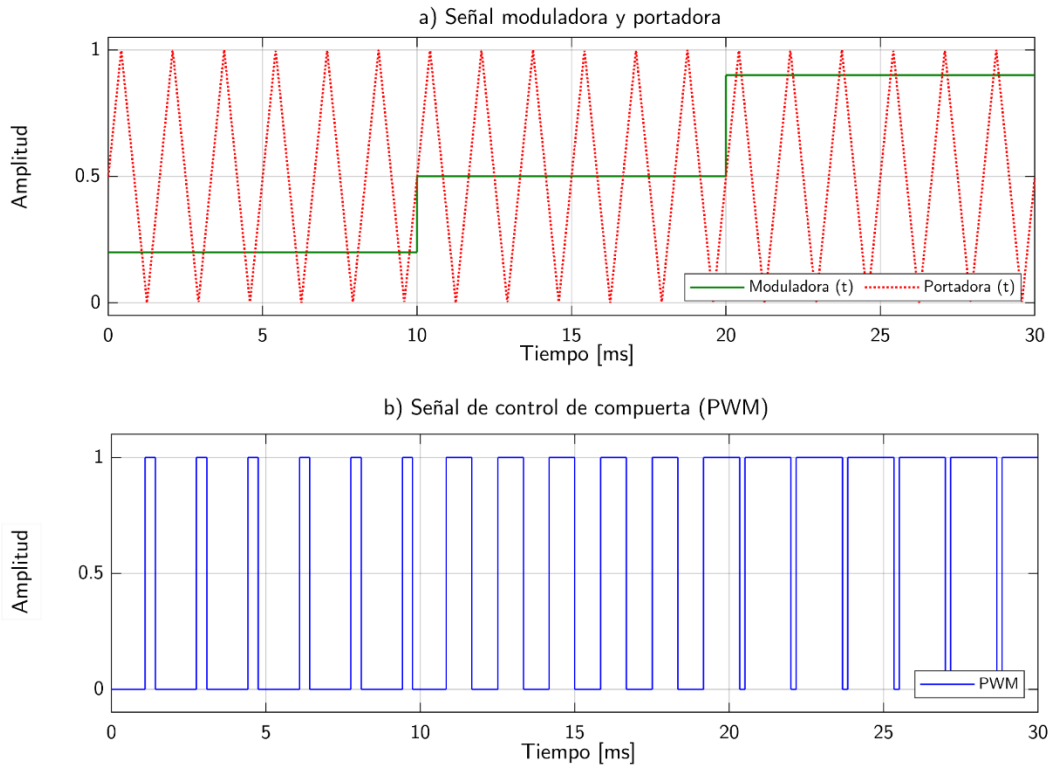


Figura 3.6. Modulación por ancho de pulso.

En (3.25) se define matemáticamente el resultado de la comparación.

$$Señal\ de\ control = \begin{cases} 0, & |Mod(t)| < |Por(t)| \\ 1, & |Mod(t)| \geq |Por(t)| \end{cases} \quad (3.25)$$

Los interruptores controlados se encienden cuando su respectiva señal de compuerta se encuentra en el estado activo o “1” y se apagan cuando la señal de compuerta cambia al estado inactivo o “0”.

3.3.1. Algoritmo MPPT

El algoritmo MPPT es utilizado para extraer la máxima energía producida por el AFV. De forma general, consiste ajustar continuamente la impedancia observada por el AFV, para que opere en o cerca del punto de máxima potencia correspondiente a la irradiancia, la temperatura y las cargas presentes [39].

Dentro de todos los algoritmos MPPT existente el método de conductancia incremental es uno de los más utilizados en los SCEFV comerciales [37], ya que cuenta con las siguientes características: *i)* Compatibilidad con cualquier módulo fotovoltaico, *ii)* No requiere información sobre la configuración del AFV y *iii)* Fácil implementación.

El principio de funcionamiento consiste en detectar la pendiente de la curva Potencia-Voltaje, para esto, se compara constantemente la conductancia instantánea (I/V) y la conductancia incremental ($\Delta I/\Delta V$). Dependiendo de la relación entre estos dos valores se puede determinar la ubicación del punto de operación del AFV [40].

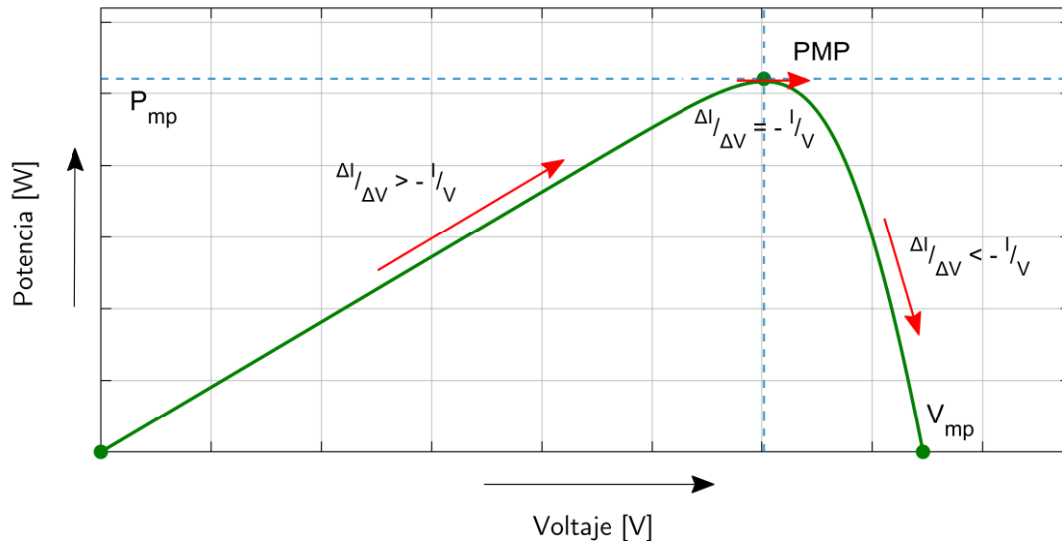


Figura 3.7 Concepto básico del método de conductancia incremental en una curva P-V.

Por ejemplo, si se cumple la ecuación (3.26), el AFV opera en el punto de máxima potencia; si se cumple (3.27), opera en el lado izquierdo de la curva P-V; y si se cumple (3.28), opera en el lado derecho de la curva.

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (3.26)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} \quad (3.27)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \quad (3.28)$$

En la Figura 3.8 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo conductancia incremental. El algoritmo comienza obteniendo los valores actuales de corriente $I(k)$ y tensión $V(k)$. Posteriormente, se comparan con los valores de corriente $I(k-1)$ y tensión $V(k-1)$, correspondientes al ciclo anterior y se calcula el valor de ΔI y ΔV . Si se opera en el lado izquierdo de la curva P-V, el ciclo de trabajo del convertidor debe reducirse y viceversa si se opera a la derecha de la curva.

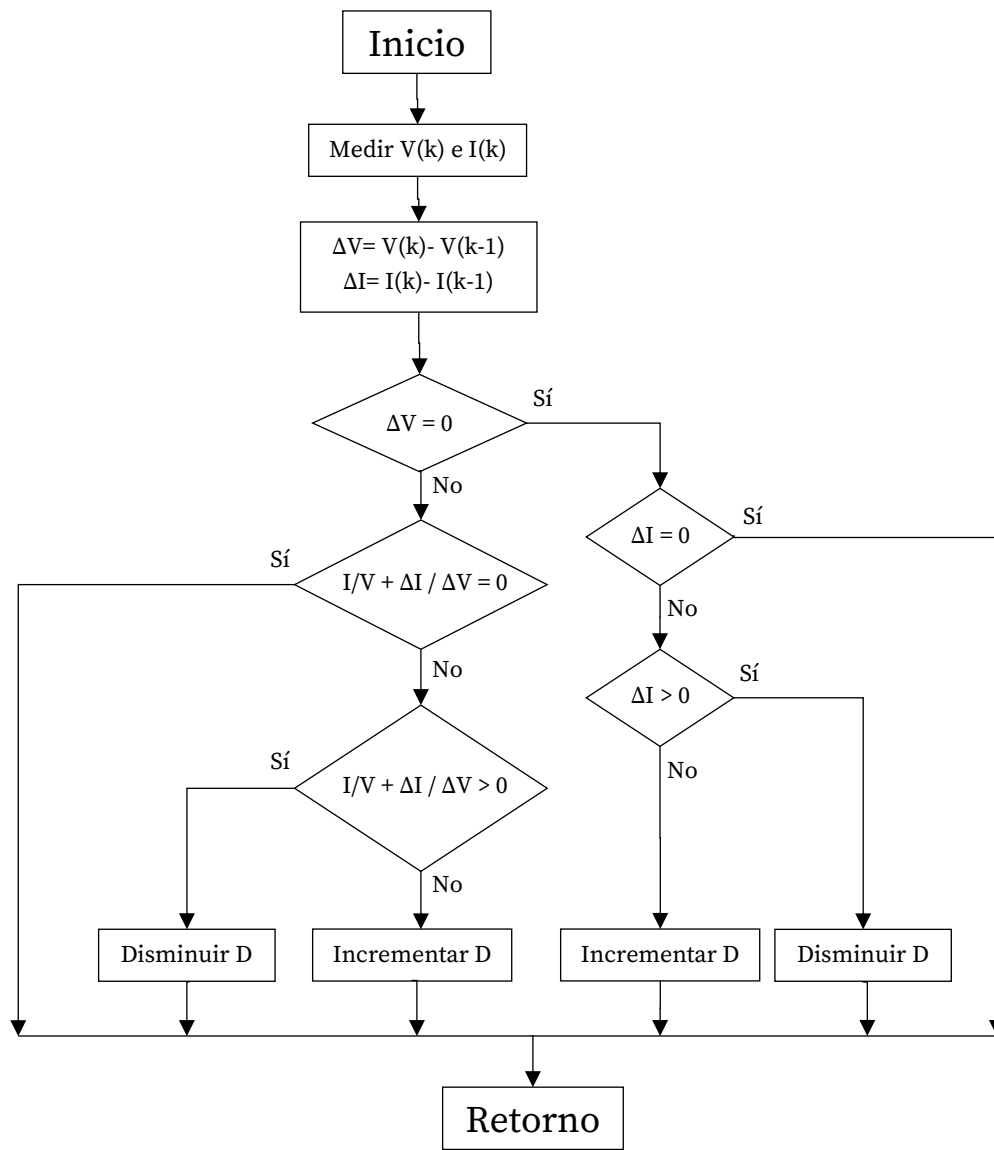


Figura 3.8. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT de conductancia incremental.

El tamaño de la variación o paso del ciclo de trabajo (ΔD) desempeña un papel importante en el funcionamiento del MPPT [41]. Si se selecciona un valor relativamente grande el algoritmo responderá rápidamente a las variaciones de irradiancia y temperatura, pero el AFV podría no operar en el punto de máxima potencia y las oscilaciones en estado estacionario serán significativas. Por otro lado, si selecciona un valor pequeño, el sistema trabajará en el punto de máxima potencia, pero el tiempo necesario para alcanzarlo incrementará y podría presentarse un comportamiento errático en caso de existir cambio brusco.

3.3.2. Acondicionamiento Eléctrico del AFV

La interconexión del SCEFV a las redes de distribución depende del correcto acondicionamiento de la energía eléctrica generada por el AFV, de acuerdo a [42] la tensión en lado de CD del inversor debe ser al menos 2 veces mayor a la tensión de línea de la red. Por lo tanto, en el primer subsistema de conversión se utiliza un convertidor Boost diseñado con base en las características del AFV.

Cuando la tensión de alimentación del convertidor Boost proviene de un AFV, es necesario colocar un capacitor (C_{Bin}) a la entrada del convertidor con el fin de atenuar el rizado de la tensión V_{AFV} . Al acoplar de ambos circuitos, Figura 3.8, se logra cumplir con los objetivos de elevar la tensión V_{AFV} y extraer la máxima potencia del AFV.

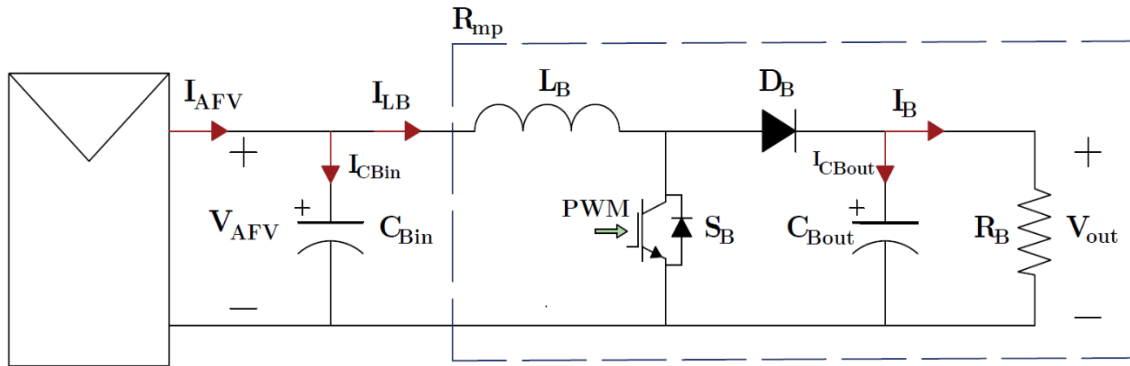


Figura 3.9. Diagrama del acondicionamiento eléctrico del panel solar.

El valor de la inductancia L_B , se calcula usando (3.29).

$$L_B = \frac{V_{AFV} D}{\Delta I_{LB} f_B} \quad (3.29)$$

donde ΔI_{LB} es el rizado de la corriente I_{LB} , y f_B es la frecuencia de conmutación del convertidor Boost. A su vez ΔI_{LB} es el producto entre el valor promedio de I_{LB} y su respectivo factor de rizado γ_{IL} .

Capitulo III. Modelado del SCEFV

Cuando se implementa un algoritmo MPPT el valor de I_{AFV} es igual a I_{mp} , mientras que V_{AFV} equivale a V_{mp} . Si se considera que la corriente promedio que circula a través de C_{Bin} es cero, la corriente I_{LB} es igual a I_{mp} .

El valor del capacitor C_{Bout} se calcula usando (3.30).

$$C_{Bout} = \frac{D(1-D)^2}{R_{mp}\gamma_{Vo}f_B} \quad (3.30)$$

donde γ_{Vo} es el factor de rizado de la tensión V_{out} y R_{mp} la resistencia en el punto de máxima potencia. R_{mp} se obtiene a partir de V_{mp} e I_{mp} .

El valor del capacitor C_{Bin} se calcula usando (3.31).

$$C_{Bin} = \frac{D}{8L_B\gamma_{AFV}f_B^2} \quad (3.31)$$

donde γ_{AFV} es el factor de rizado de la tensión V_{AFV} .

En el diseño del convertidor Boost es necesario considerar que tanto R_{mp} como D son variables que dependen de las condiciones ambientales. Además, los factores de rizado γ_{AFV} y γ_{Vo} deben de ser lo suficientemente pequeños para permitir que el SCEFV opere correctamente. En [43] [44] se recomienda un valor del 1% para ambos factores de rizado, no obstante, el seleccionar un factor de rizado bajo implica utilizar capacitores de mayor capacidad.

También en [43] se proponen las ecuaciones (3.32), (3.33) y (3.34). Con éstas, es posible calcular el valor mínimo de L_B , C_{Bout} y C_{Bin} que garanticen cumplir con los factores de rizado, γ_{IL} , γ_{AFV} y γ_{Vo} , propuestos por el diseñador.

$$L_B = \frac{4}{27} \frac{R_B}{\gamma_{IL}f_B} \quad (3.32)$$

$$C_{Bout} = \frac{4}{27R_{mp(min)}\gamma_{Vo}f_B} \quad \text{si } D_{min} \leq \frac{1}{3} \text{ y } D_{max} \geq \frac{1}{3} \quad (3.33)$$

$$C_{Bin} = \frac{\left(1 - \sqrt{\frac{R_{mp(min)}}{R_B}}\right)}{8L_B\gamma_{VApv}(f_B)^2} \quad \text{si } R_B < \frac{R_{mp(min)}}{(1-D_{max})^2} \quad (3.34)$$

donde los subíndices *min* y *max* hacen referencia al valor mínimo y máximo, respectivamente.

Las tres ecuaciones previas son válidas si R_B es constante y si su valor se encuentra dentro del rango definido en (3.35).

$$\frac{R_{mp(max)}}{(1 - D_{min})^2} \leq R_B \leq \frac{R_{mp(min)}}{(1 - D_{max})^2} \quad (3.35)$$

3.4. Convertido CD/CA

Los convertidores de CD a CA comúnmente son conocidos como inversores, no obstante, es recomendable utilizar el término convertidores de fuente de tensión (VSC, por sus siglas en inglés), ya que son bidireccionales y pueden operar tanto en modo inversor como en modo rectificador. Cuando un VSC trabaja en modo inversor tiene por función principal cambiar la tensión de entrada de CD a una tensión de salida de CA simétrica que cuente con los niveles de tensión y frecuencia requeridos.

Cuando la tensión de entrada es fija, la variación de la tensión de salida se obtiene modificando la ganancia del inversor, es decir, se varía la relación entre CA y CD. Esto se consigue mediante la modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM, por sus siglas en inglés).

Típicamente, los inversores se clasifican con base en el número de fases en CA. Las dos principales categorías corresponden a los inversores monofásicos y trifásicos. Aunque, también existen otras clasificaciones, por ejemplo, se pueden clasificar en función del tipo de onda de CA y del tipo de modulación implementada.

En este trabajo se aborda la topología de medio puente. Este tipo de inversor se caracteriza por entregar una tensión de onda cuadrada de dos niveles.

3.4.1. Convertidor monofásico

En [14] [45] se plantea el inversor monofásico de medio puente compuesto de dos interruptores completamente controlables, generalmente transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés). Además, cada interruptor cuenta con su respectivo diodo en antiparalelo.

A la entrada del inversor se tiene dos fuentes idénticas de CD. El punto intermedio entre estas dos fuentes se utiliza como nodo de referencia.

La corriente que circula por los interruptores Q_1 y Q_2 es positiva, si fluye del colector hacia el emisor; mientras que la corriente en los diodos D_1 y D_2 es positiva, si fluye del ánodo al cátodo. La corriente de la parte superior y la parte inferior se denotan por i_p e i_n , respectivamente. Es importante señalar que no basta con que la señal de compuerta se encuentre en el estado activo para que el interruptor conduzca, puesto que también es necesario que el flujo de corriente concuerde con el sentido positivo del interruptor.

La tensión V_t en el lado de CA, se caracteriza por presentar una forma de onda cuadrada cuyo valor alterna entre $\frac{V_{CD}}{2}$ y $-\frac{V_{CD}}{2}$.

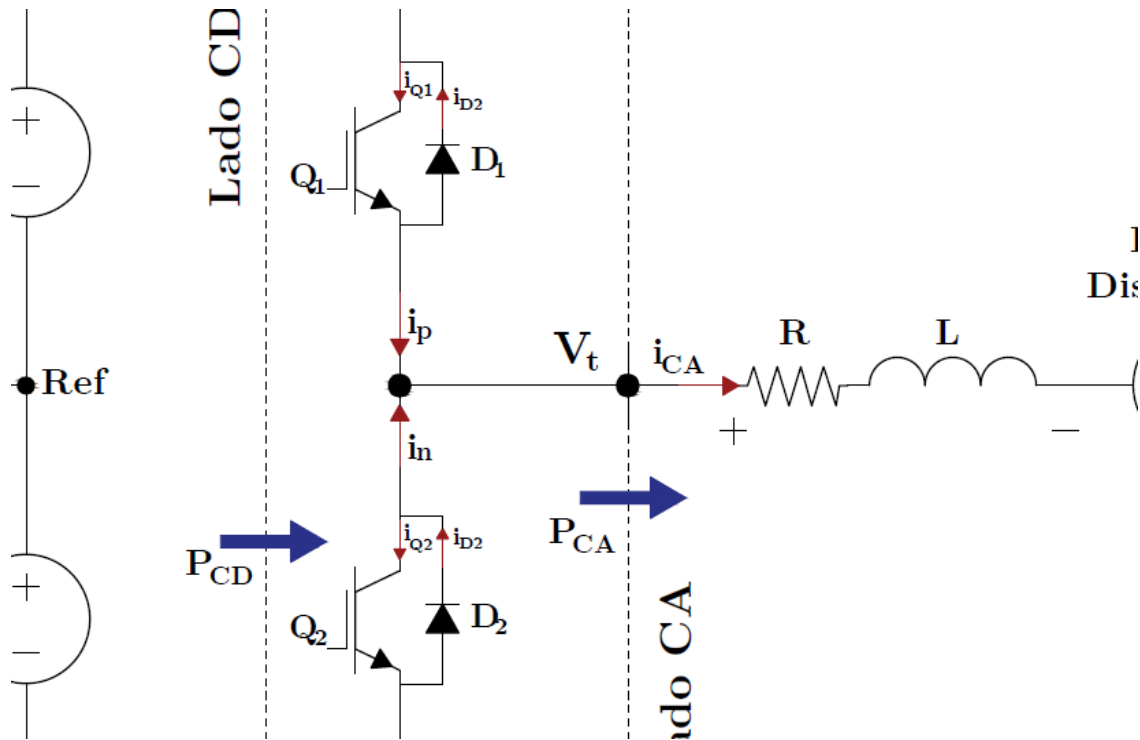


Figura 3.10. Diagrama del circuito del VSC monofásico de medio puente.

La conexión entre el lado de CA del VSC y la red de distribución, representada como una fuente de tensión en CA, se realiza mediante una impedancia de acoplamiento compuesta de una resistencia R_{VSC} y un inductor L_{VSC} . Ésta funciona como un filtro, que permite eliminar parte del contenido armónico.

Cuando la corriente i_{CA} es positiva solamente Q_1 y D_2 son capaces de conducir. Si Q_1 se encuentra abierto la corriente fluye a través de D_2 y V_t es igual a $-\frac{V_{CD}}{2}$; si Q_1 se encuentra cerrado la corriente fluye a través de éste y V_t es igual a $\frac{V_{CD}}{2}$.

Cuando la corriente i_{CA} es negativa solamente Q_2 y D_1 son capaces de conducir. Si Q_2 se encuentra abierto la corriente fluye a través de D_1 y V_t es igual a $\frac{V_{CD}}{2}$; si Q_2 se encuentra cerrado la corriente fluye a través de éste y V_t es igual a $-\frac{V_{CD}}{2}$.

Al momento de enviar una señal de control que cierre a cualquiera de los dos interruptores se debe mandar simultáneamente una señal de control que abra el otro interruptor. es decir, Q_1 y Q_2 nunca deben de conducir al mismo tiempo ya que se produciría un cortocircuito.

La potencia instantánea del lado de CD y del lado de CA se denotan por P_{DC} y P_t , respectivamente. El flujo de potencia se considera positivo si va de las fuentes de CD hacia el lado de CA del convertidor.

3.4.2. Modulación SPWM

En la técnica SPWM se utiliza una señal senoidal de baja frecuencia como señal moduladora. La señal moduladora se define como una variable sinusoidal cuya amplitud se encuentra dentro del intervalo $[-1, 1]$. La técnica SPWM permite reducir considerablemente el contenido armónico, así mismo, los armónicos restantes tienden a ser de alta frecuencia.

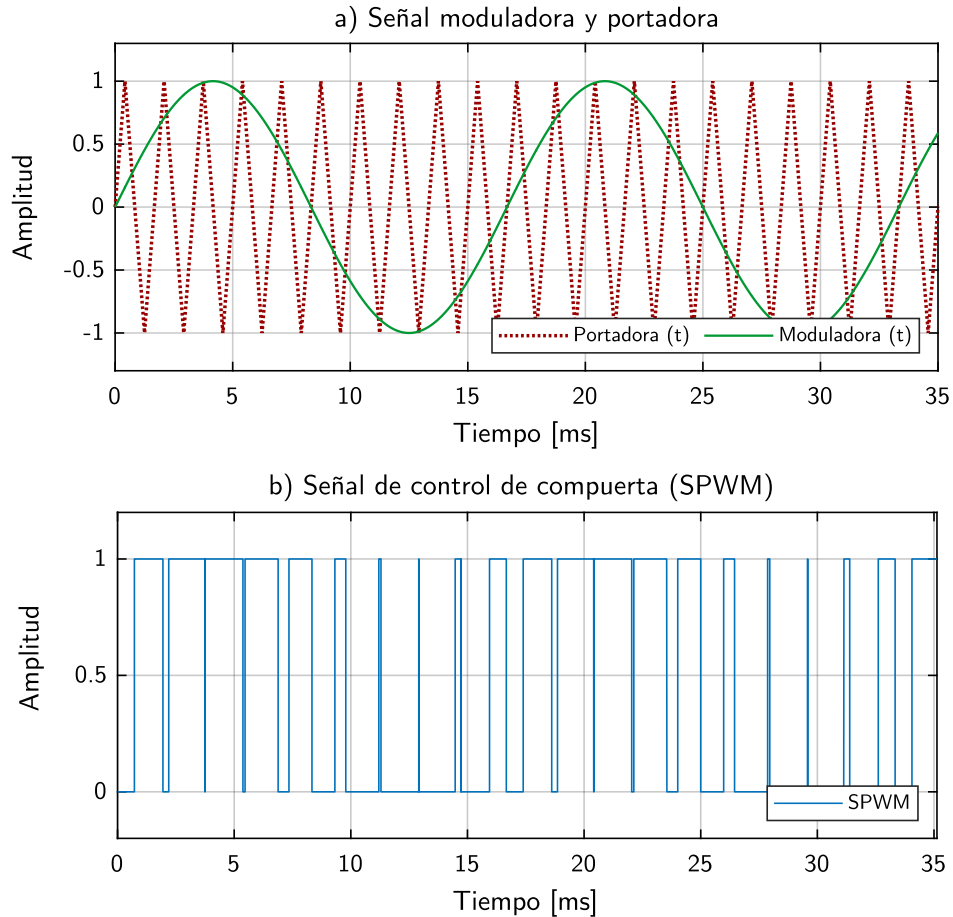


Figura 3.11. Modulación por ancho de pulso senoidal.

A diferencia de la técnica PWM, la señal portadora oscila entre -1 y 1. A la señal de control obtenida se le denomina índice de modulación (M_A).

El resultado de la comparación entre la señal moduladora y portadora se define de la misma forma que a la plantada en (3.25). Por su parte, la función de conmutación de cada interruptor se define en (3.36).

$$s(t) = \begin{cases} 1, & \text{Si el interruptor se cierra (conduce)} \\ 0, & \text{Si el interruptor se abre (no conduce)} \end{cases} \quad (3.36)$$

En la Figura 3.11 se muestra que M_A se compone de una serie de pulsos de ancho variable, a su vez, el ancho de cada pulso incrementa conforme la señal moduladora se acerca su valor máximo y la portadora a su valor mínimo. También se observa que la frecuencia del índice de modulación equivale a la frecuencia de la moduladora.

El número de pulsos por semiciclo de la moduladora se determina por (3.37).

$$P = \frac{f_p}{2f_m} \quad (3.37)$$

donde P es el número de pulsos por semiciclo; f_p , la frecuencia de la portadora y f_m la frecuencia del índice de modulación.

3.4.3. Modelo conmutado

En [45] [46] se establece el modelo conmutado del VSC de medio puente a partir de las relaciones existentes entre las tensiones y corrientes en las terminales del convertidor. En este modelo las corrientes i_p , i_n y la tensión V_t son independientes de la polaridad de i_{CA} y dependen únicamente de las funciones $s_1(t)$ y $s_2(t)$.

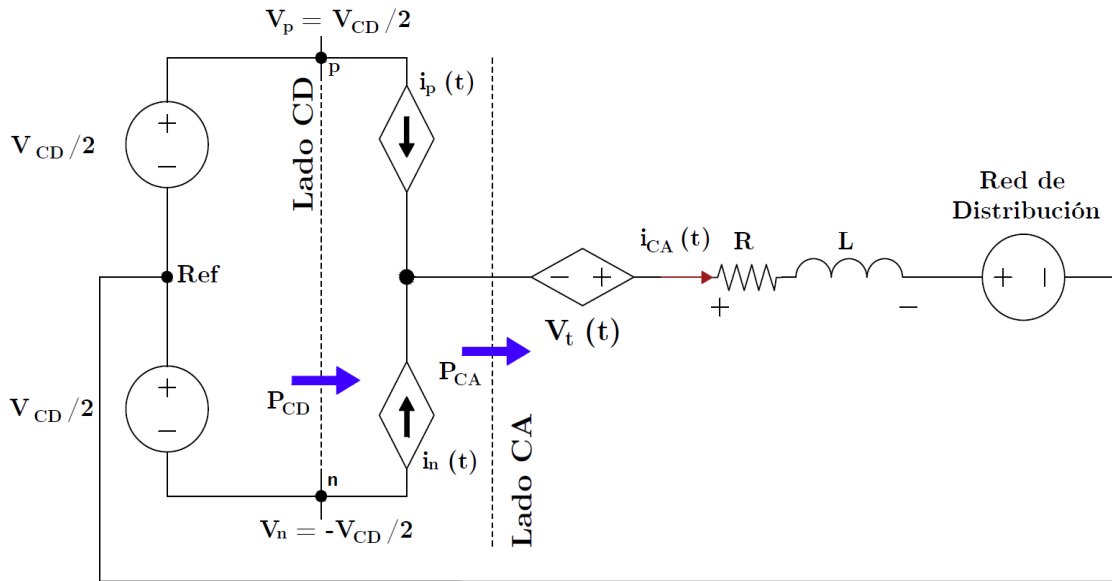


Figura 3.12. Modelo conmutado del VSC de medio puente.

Las ecuaciones (3.38)–(3.42) describen matemáticamente el modelo conmutado.

$$s_1(t) + s_2(t) = 1 \quad (3.38)$$

$$V_t(t) = \frac{V_{CD}}{2} s_1(t) - \frac{V_{CD}}{2} s_2(t) \quad (3.39)$$

$$i_p(t) = i_{CA} s_1(t) \quad (3.40)$$

$$i_n(t) = i_{CA}s_2(t) \quad (3.41)$$

$$P_{CD}(t) = V_p i_p + V_n i_n = \frac{V_{CD}}{2} [s_1(t) - s_2(t)] i_{CA} \quad (3.42)$$

La ecuación (3.38) indica que la suma de las funciones de conmutación siempre debe ser igual a 1, por lo tanto, ambos interruptores nunca conducen al mismo tiempo. Cuando $s_1 = 1$, el interruptor Q_1 se encuentra cerrado y Q_2 abierto; de modo que $V_t = \frac{V_{CD}}{2}$, $i_p = i_{CA}$, $i_n = 0$ y $P_{CD} = \frac{V_{CD}}{2} i_{CA}$. Adicionalmente, si se considera que no hay pérdidas en el proceso de conversión P_{CD} es igual a P_{CA} .

3.4.4. Modelo promediado

En [45] [47] se establece el modelo promediado, en este modelo se representa al VSC mediante fuente de corriente y tensión controladas. A diferencia del modelo conmutado, el cual se enfoca en calcular los valores instantáneos de las variables de corriente y tensión; el modelo promediado se enfoca en describir la dinámica de V_t e i_{CA} en función de la magnitud de señal moduladora.

El modelo promediado es válido si la frecuencia de la portadora debe de ser al menos 10 veces mayor que la frecuencia de la moduladora [42]; en caso contrario los valores promedio de i_{CA} y V_{CD} no se pueden considerar constantes durante el ciclo de conmutación.

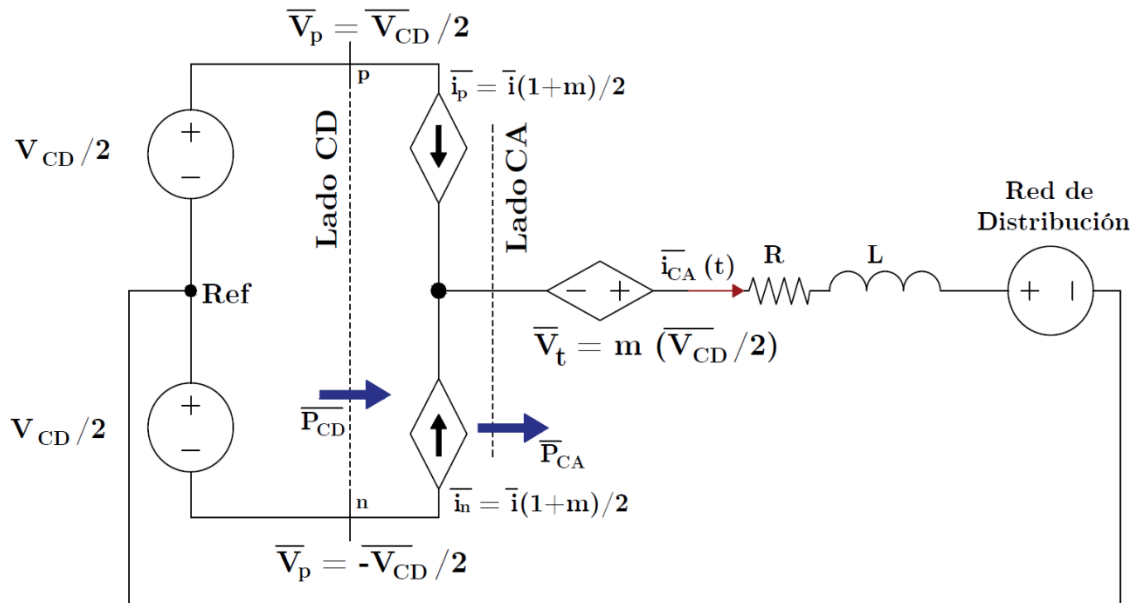


Figura 3.13. Modelo promediado del VSC de medio puente.

El valor promedio de las funciones de conmutación se da en (3.43) y (3.44).

$$\overline{s_1}(t) = D \quad (3.43)$$

$$\overline{s_2}(t) = 1 - D \quad (3.44)$$

Cuando se utiliza la técnica SPWM, la relación entre el ciclo de trabajo y la magnitud de la señal moduladora se describe en (3.45).

$$|Mod(t)| = m = 2D - 1 \quad (3.45)$$

Sustituyendo (3.43) y (3.44) en (3.38)–(3.42), y posteriormente sustituyendo (3.45) en las ecuaciones resultantes se llega al valor promedio de las tensiones, corrientes y potencias.

$$\overline{V}_t = m \frac{\overline{V}_{CD}}{2} \quad (3.46)$$

$$\overline{i}_p = \left(\frac{1+m}{2}\right) \overline{i}_{CA} \quad (3.47)$$

$$\overline{i}_n = \left(\frac{1-m}{2}\right) \overline{i}_{CA} \quad (3.48)$$

$$\overline{P}_{DC} = \overline{P}_t = m \left(\frac{\overline{V}_{CD}}{2}\right) \overline{i}_{CA} \quad (3.49)$$

donde \overline{V}_t es la tensión promedio en el lado de CA del VSC; \overline{V}_{CD} , la tensión promedio en el lado de CD; \overline{i}_{CA} , la corriente promedio en el lado de CA; \overline{P}_{DC} , la potencia promedio en el lado de CD y \overline{P}_t la potencia promedio en el lado de CA.

3.5. VSC trifásico en el dominio del tiempo

La descripción del comportamiento del VSC trifásico en el dominio del tiempo se realiza a partir del modelo visto en la sección anterior. Específicamente se trabaja con un VSC de seis pulsos y dos niveles de tensión $\left(\frac{V_{CD}}{2} \text{ y } \frac{-V_{CD}}{2}\right)$.

El funcionamiento del VSC trifásico en modo inversor consiste en generar tres tensiones de CA desfasadas 120° . Esto a través de la conmutación de sus 6 interruptores completamente controlables, dos interruptores por cada fase.

En el puerto de CD del VSC se conecta la fuente de tensión en paralelo con un capacitor, el cual sirve para disminuir el factor de rizado. Para su correcto funcionamiento la frecuencia de la señal portadora debe ser al menos 10 veces mayor a la frecuencia de la red (f_{red}), y $V_{CD} > V_{LL}$ [42].

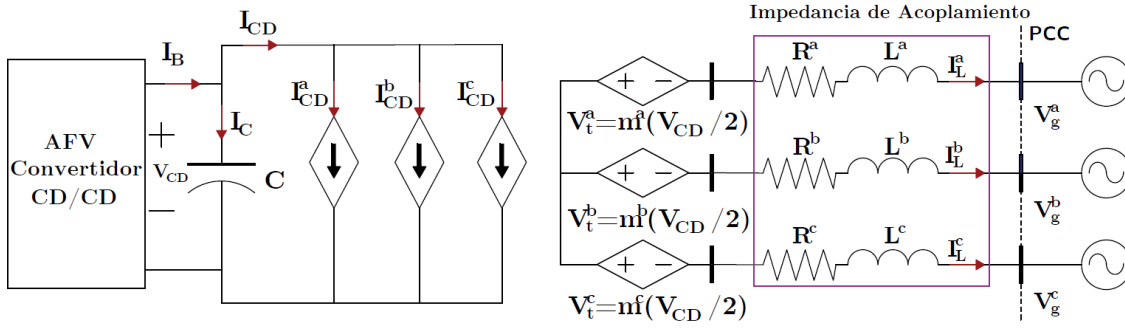


Figura 3.14. Modelo promediado del VSC trifásico.

La dirección de la corriente I_L^{abc} , que circula por la impedancia de acoplamiento, determina la dirección del flujo de potencia. Cuando la corriente fluye del VSC a la red, existe un desfase de 180° entre la corriente I_L^{abc} y la tensión de red, V_g^{abc} . Los superíndices a, b, y c se utilizan para identificar las distintas fases del sistema trifásico.

La impedancia de acoplamiento (Z_L) se compone de un elemento resistivo (R^{abc}) y un elemento inductivo (L^{abc}). R^{abc} representa las pérdidas por acoplamiento y de conmutación de los interruptores de potencia. Basado en [42] se asume una reactancia (X_L) por fase es igual al 15% de la impedancia base del sistema y una resistencia igual al 1% de la impedancia base [48].

La impedancia base (Z_{Base}) se calcula usando (3.50).

$$Z_{Base} = \frac{(RMS(V_g^{abc}))^2}{\frac{P_t}{3}} \quad (3.50)$$

En [25] se presenta una fórmula en la que se considera el desbalance de la tensión para el cálculo del capacitor del VSC.

$$C = \frac{3V_+I_+}{\omega\Delta V_{out}V_{out}} \quad (3.51)$$

donde ω corresponde a la frecuencia angular de la red; I_+ , al valor RMS de la componente de secuencia positiva de la corriente; V_+ , al valor RMS de la componente de secuencia positiva de la tensión; y ΔV_{out} al rizado de V_{out} . Para el cálculo de C se considera a V_+ e I_+ como la tensión y corriente alterna nominal del VSC respectivamente.

En (3.52) se define a la tensión V_t^{abc} presente en las terminales de CA en función de m^{abc} y la tensión V_{CD} .

$$V_t^{abc}(t) = \frac{1}{2} \cdot m^{abc}(t) \cdot V_{CD}(t) \quad (3.52)$$

En (3.53) y (3.54) se expresan las corrientes en el lado de CD en función de m^{abc} .

$$\mathbf{I}_{CD}^{abc}(t) = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{m}^{abc}(t) \cdot \mathbf{I}_L^{abc}(t) \quad (3.53)$$

$$I_{CD}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=a}^c \mathbf{m}^{abc}(t) \cdot \mathbf{I}_L^{abc}(t) \quad (3.54)$$

donde \mathbf{I}_{CD} es la corriente de CD inyectada a la entrada del VSC e \mathbf{I}_{CD}^{abc} es la corriente de CD que circula por cada una de las ramas del VSC.

Aplicando la Ley de tensiones de Kirchhoff en el lado de CA del circuito mostrado en la Figura 3.14 se llega a una expresión que relaciona la corriente y la tensión de CA.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{I}_L^{abc}(t) = \frac{1}{L^{abc}} \cdot \mathbf{V}_t^{abc}(t) - \frac{1}{L^{abc}} \cdot \mathbf{V}_g^{abc}(t) - \frac{R^{abc}}{L^{abc}} \cdot \mathbf{I}_L^{abc}(t) \quad (3.55)$$

Aplicando nuevamente la Ley de corrientes de Kirchhoff, pero ahora en el lado de CD se llega a la expresión (3.56), mediante en la cual se establece la relación entre I_{CD} y V_{CD} .

$$\frac{d}{dt} V_{CD}(t) = \frac{I_B(t)}{C} - \frac{I_{CD}(t)}{C} \quad (3.56)$$

donde $I_B(t)$ e $I_{CD}(t)$ son la corriente que entran y salen de capacitor, respectivamente.

En el caso del SCEFV, $I_B(t)$ corresponde a la corriente a la salida del convertidor Boost y C corresponde al capacitor C_{Bout} del convertidor Boost. Al capacitor C se le conoce como también como capacitor de enlace de CD.

3.5.1. Ley de Control para la variable de modulación

Al plantear la Ley de tensiones de Kirchhoff en el de lado CA del circuito mostrado en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** se obtiene la relación entre la tensión \mathbf{V}_g^{abc} en el PCC, la tensión \mathbf{V}_Z^{abc} asociada a la impedancia de acoplamiento y la tensión \mathbf{V}_t^{abc} en las terminales de CA.

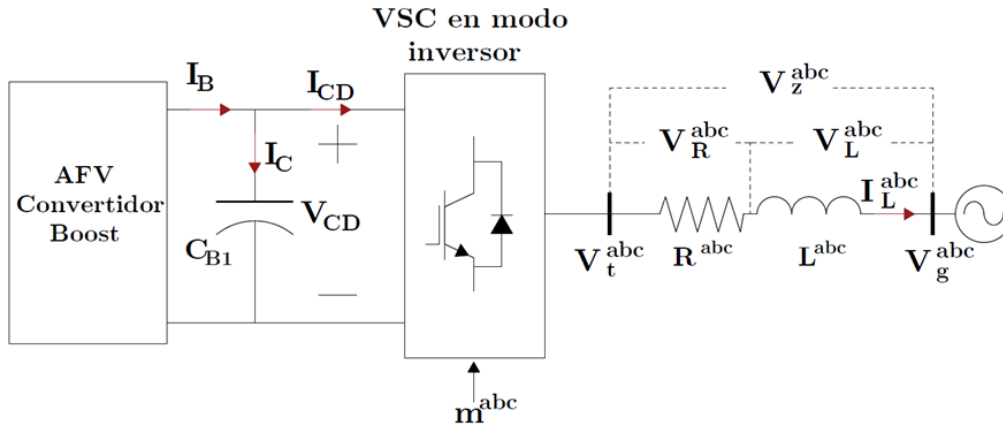


Figura 3.15. Diagrama simplificado del VSC trifásico.

$$\mathbf{V}_t^{abc}(t) = \mathbf{V}_z^{abc}(t) + \mathbf{V}_g^{abc}(t) \quad (3.57)$$

En Figura 3.16 se muestra la representación fasorial de \mathbf{V}_t^{abc} , \mathbf{V}_g^{abc} , \mathbf{V}_z^{abc} e \mathbf{I}_L^{abc} , para el caso donde la impedancia de acoplamiento es puramente inductiva. Siendo $|V_t| \angle \theta_t^{abc}$, $|V_g| \angle \theta_g^{abc}$, $|V_z| \angle \theta_z^{abc}$ e $|I_L| \angle \theta_{IL}^{abc}$ los fasores correspondientes a las variables previamente mencionadas.

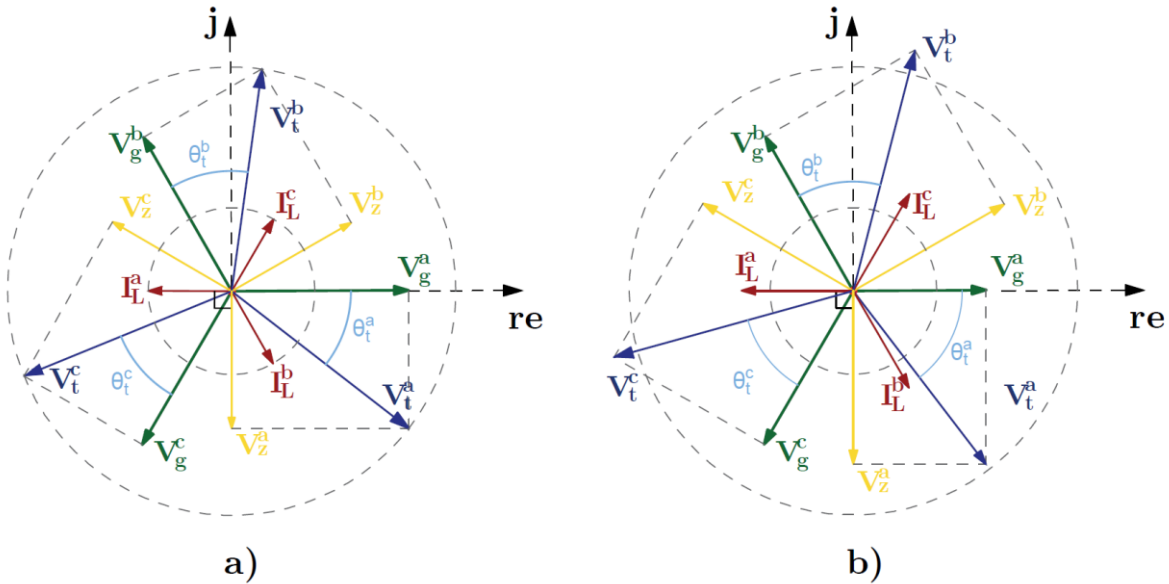


Figura 3.16. Representación fasorial de \mathbf{V}_g^{abc} , \mathbf{V}_t^{abc} , \mathbf{V}_z^{abc} e \mathbf{I}_L^{abc}

Con el fin de garantizar que \mathbf{I}_L^{abc} se encuentre balanceada y FP = 1, sin importar la potencia transferida a la red o el estado de \mathbf{V}_g^{abc} , se deben de cumplir las siguientes condiciones:

- Las tensiones en los inductores, \mathbf{V}_z^{abc} , deben estar perfectamente balanceadas entre sí, es decir, $|V_L^a| = |V_L^b| = |V_L^c|$ con sus correspondientes ángulos desfasados en 120°.

- \mathbf{V}_z^{abc} se encuentra 90° atrasada de \mathbf{V}_g^{abc} y 90° adelantada de \mathbf{I}_L^{abc} .
- Existen un desfase de 180° entre \mathbf{I}_L^{abc} y \mathbf{V}_g^{abc} .

Las condiciones previamente planteadas se satisfacen haciendo que la magnitud de cada una de las tensiones de \mathbf{V}_t^{abc} varíe de forma independiente en función del estado de la red, es decir, si las tensiones \mathbf{V}_g^{abc} se encuentran desbalanceadas, \mathbf{V}_t^{abc} también lo estará. Para cualquier estado de funcionamiento del VSC el ángulo θ_z^{abc} se define mediante:

$$\theta_t^{abc} = \tan^{-1}(|V_z^{abc}|/|V_g^{abc}|) \quad (3.58)$$

En la Figura 3.16 a) se muestra los fasores correspondientes a la operación del VSC con factor de potencia unitario y \mathbf{V}_g^{abc} balanceada. En la Figura 3.16 b) el VSC opera con el mismo factor de potencia, pero existe una reducción únicamente en la fase A de \mathbf{V}_g^{abc} . La condición de desbalance en \mathbf{V}_g^{abc} tiene efectos directos en \mathbf{V}_t^{abc} . La magnitud de V_g^a disminuye y el ángulo θ_t^a aumenta con el fin de preservar el desfase de 90° entre V_z^a y V_g^a , al mismo tiempo hay un incremento en $|V_t^b|$ y $|V_t^c|$. Por otra parte \mathbf{I}_L^{abc} incrementa con el fin de conservar la potencia suministrada a la red.

Expresando (3.57) en su forma polar, despejando \mathbf{V}_z^{abc} y utilizando la ley de Ohm es posible definir a la corriente que circula a través de la impedancia de acoplamiento en términos de \mathbf{V}_t^{abc} y \mathbf{V}_g^{abc} .

$$|I_L| \angle \theta_{IL}^{abc} = \frac{|V_z| \angle \theta_z^{abc}}{R^{abc} + jX_L} = \frac{|V_t| \angle \theta_t^{abc} - |V_g| \angle \theta_g^{abc}}{\sqrt{(X_L)^2 + (R^{abc})^2} \angle \tan^{-1}(X_L/R^{abc})} \quad (3.59)$$

Sustituyendo (3.52) en (3.59) y aplicando algebra en la ecuación resultante se obtiene (3.60).

$$\left| I_L \cdot \sqrt{(X_L)^2 + (R^{abc})^2} \right| \left(\angle \theta_{IL}^{abc} + \tan^{-1}(X_L/R^{abc}) \right) = \frac{1}{2} \cdot |m| \angle \theta_t^{abc} \cdot V_{DC} - |V_g| \angle \theta_g^{abc} \quad (3.60)$$

Mediante la ley de Ohm se obtiene a la ecuación (3.61).

$$|V_z| = \left| I_L \cdot \sqrt{(X_L)^2 + (R^{abc})^2} \right| \quad (3.61)$$

Sustituyendo (3.61) en (3.60) y despejando $|m| \angle \theta_t^{abc}$ de la ecuación resultante se llega a (3.62).

$$|m| \angle \theta_t^{abc} = 2 \frac{|V_g| \angle \theta_g^{abc} + |V_z| \left(\angle \theta_{IL}^{abc} + \tan^{-1}(X_L/R^{abc}) \right)}{V_{DC}} \quad (3.62)$$

La ecuación (3.62) permite expresar la variable m^{abc} en términos de la tensión en la impedancia de acoplamiento y la tensión en la red.

3.5.2. VSC trifásico en el dominio de la frecuencia

La energía $W_{DC}(t)$ almacenada en el capacitor es dada en (3.63).

$$W_{CD}(t) = \frac{1}{2}C \cdot (V_{CD}(t))^2 \quad (3.63)$$

A su vez, la potencia asociada al capacitor depende de la diferencia entre la potencia de entrada y la potencia de salida. La potencia de entrada corresponde a la potencia suministrada por el convertidor Boost y la potencia de salida corresponde a la inyectada al inversor VSC.

$$\frac{d}{dt}(W_{CD}(t)) = \frac{1}{2}C \frac{d}{dt}((V_{CD}(t))^2) = V_{CD}I_B(t) - V_{CD}(t)I_{CD}(t) \quad (3.64)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (3.64) y despejando V_{CD} de la ecuación resultante se llega a (3.65). Esta expresión representa el modelo de la planta correspondiente a la tensión en enlace de CD en el dominio de la frecuencia.

$$V_{CD}(s) = 2 \frac{I_B(s) - I_{CD}(s)}{sC} \quad (3.65)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (3.55) se obtiene el modelo de la planta que representa el comportamiento del lado de CA del VSC. Despejando I_L^{abc} de la expresión obtenida se llega a (3.66).

$$I_L^{abc}(s) = \frac{V_t^{abc}(s) - V_g^{abc}(s)}{sL^{abc} + R^{abc}} \quad (3.66)$$

Aplicando nuevamente Laplace, pero ahora a (3.52) y sustituyendo el resultado obtenido en (3.66) se llega a (3.67). La ecuación obtenida define al modelo de la planta correspondiente al VSC trifásico.

$$I_L^{abc}(s) = \frac{V_t^{abc}(s) - V_g^{abc}(s)}{sL^{abc} + R^{abc}} = \frac{\frac{1}{2}(m^{abc}(s) \cdot V_{DC}(s)) - V_g^{abc}(s)}{sL^{abc} + R^{abc}} \quad (3.67)$$

En (3.67) la corriente transferida a la red se expresa en términos de la tensión en el capacitor de enlace, la tensión de la red y la señal moduladora.

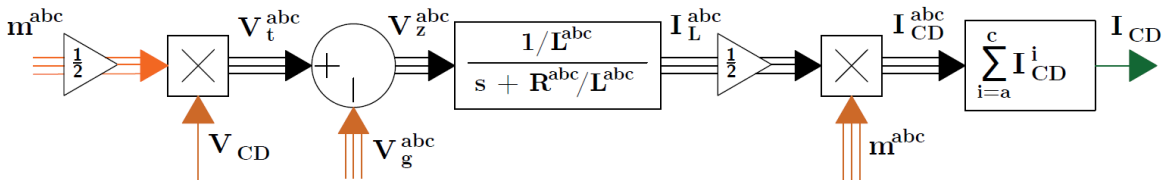


Figura 3.17. Diagrama de bloques del modelo de la planta para el VSC en modo inversor.

En la Figura 3.17 se muestra el modelo de la planta definido por (3.52)-(3.54) y (3.67), donde V_{CD} , \mathbf{v}_g^{abc} y \mathbf{m}^{abc} son las tres variables de entrada.

3.5.3. Control de la tensión V_{CD}

Para cumplir con el objetivo de mantener al SCEFV interconectado ante las condiciones de desbalance en la red de distribución, se requiere aplicar continuamente una acción retroalimentada de control. El control de lazo cerrado consiste en medir la variable controlada, en este caso V_{CD} , y en función de la desviación o error con respecto al valor deseado, se le aplica a la variable manipulada, en este caso \mathbf{m}^{abc} , una modificación en el sentido de corregir el error.

Se propone el uso de un controlador PI como encargado de procesar el error resultante de comparar la tensión V_{CD} de referencia (V_{CDref}) con el valor real de V_{CD} .

En (3.62), si se considera a V_{CD} como constante tanto la magnitud como el ángulo de \mathbf{m}^{abc} dependerán directamente de $|V_z|$. Simultáneamente, al tratarse de un control de lazo cerrado, $|V_z|$ dependerá de \mathbf{m}^{abc} .

Haciendo uso de 3.62) se obtiene la regla de control del sistema. Por medio del controlador PI se encuentran los valores de $|V_z|$ y \mathbf{m}^{abc} que permitan a la tensión V_{CD} mantenerse estable y cercana al valor de referencia, así como la inyección de energía a la red con un factor de potencia unitario.

Para el planteamiento la regla de control, con $|V_z|$ como variable manipulada, se realizan las siguientes consideraciones: i) $V_{CD} \approx V_{CDref}$, ii) $V_z^* \approx |V_z|$. Asu vez, V_z^* se define como el resultado del compensador PI.

$$V_z' = (V_{DCref} - V_{DC}(s)) \left[kp \frac{s + \left(\frac{ki}{kp}\right)}{s} \right] \quad (3.68)$$

donde k_p y k_i son las ganancias proporcionales e integrales, respectivamente.

La regla de control mostrada en (3.69), se obtiene sustituyendo (3.68) en (3.62) y remplazando V_{CD} por V_{CDref} y $|V_z|$ por V_z^* .

$$\mathbf{m}^{abc}(s) \simeq 2 \frac{\mathbf{v}_g^{abc}(s) + (V_{DCref} - V_{DC}(s)) \left[k_p \cdot \frac{s + (k_i/k_p)}{s} \right] \cdot \sin \left(\theta_{IL}^{abc} + \tan^{-1} \left(\frac{X_L}{R_{Eq}} \right) \right)}{V_{DCref}} \quad (3.69)$$

En la Figura 3.18 se muestra el diagrama de bloques de la ley de control para la variable de modulación, donde la variable de entrada corresponde a la magnitud de la tensión virtual presente en la impedancia de acoplamiento.

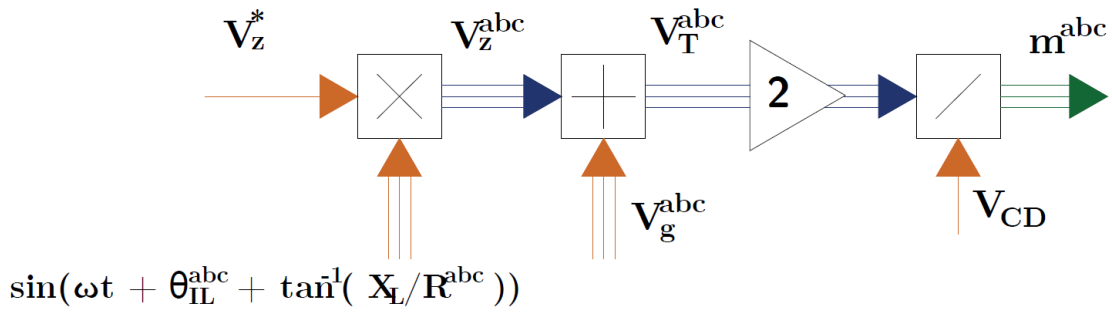


Figura 3.18. Diagrama de bloques de la ley de control para m^{abc} .

En la Figura 3.19 se muestra de forma detallada el esquema de control, así como la planta del VSC. El modelo de planta es representado por (3.65) y (3.66). Usando a V_{CD} como variable de retroalimentación tanto la magnitud y como el ángulo de V_z^{abc} son controlados.

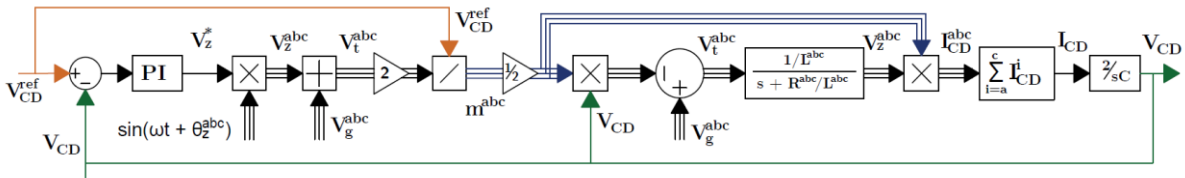


Figura 3.19. Diagrama de bloques del sistema de control y del modelo de la planta para el VSC.

La aplicación del sistema de control propuesto requiere de 4 sensores de tensión, 3 de estos se utilizan para monitorear el estado de la red. Los datos adquiridos en conjunto a un lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés), permite la sincronización de V_z^* con las respectivas fases de la red. Por su parte, el sensor restante se encarga de monitorear V_{CD} , y su uso permite la operación del controlador PI.

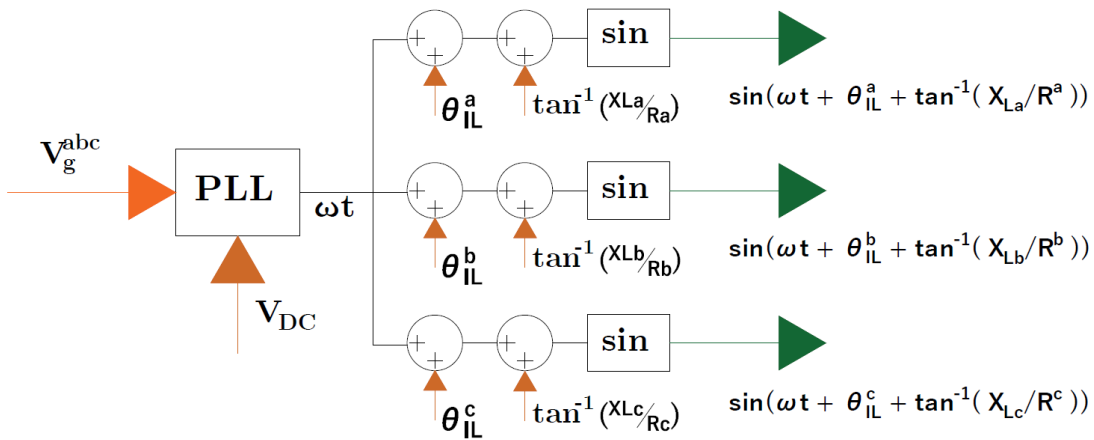


Figura 3.20. Sincronización angular de la variable V_z^* con V_g^{abc} .

Capítulo III. Modelado del SCEFV

El VSC puede trabajar con FP $\neq 1$, es decir, el inversor puede inyectar potencia reactiva a la red o absorber potencia reactiva de la red. El flujo de potencia reactiva provoca en I_L^{abc} un desfase igual a $\pm\theta_Q$.

$$\pm\theta_Q = \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{VSC}}\right) \quad (3.70)$$

donde $\pm\theta_Q$ es el ángulo de la potencia reactiva, Q_{ref} la potencia reactiva de referencia y P_{VSC} la potencia activa que se inyecta a la red.

La magnitud y el ángulo de la variable moduladora para un VSC que opera con FP $\neq 1$ se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$|m|\pm\theta_t^{abc} = 2 \frac{|V_g|\pm\theta_g^{abc} + |V_z|\left(\pm\theta_{IL}^{abc} + \tan^{-1}(X_L/R^{abc}) + \tan^{-1}\left(\frac{\pm Q_{ref}}{P_{VSC}}\right)\right)}{V_{DC}} \quad (3.71)$$

En (3.71) se define a $\pm\theta_Z$ como la suma del ángulo de I_L^{abc} , el ángulo de la potencia reactiva y el ángulo de la impedancia.

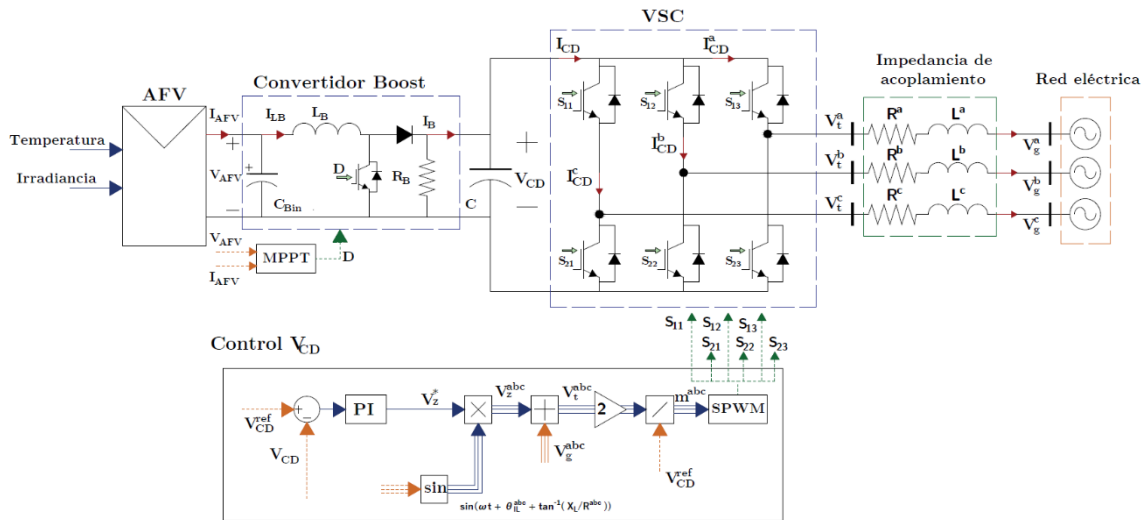


Figura 3.21. SCEFV interconectado a la red.

Finalmente, en la Figura 3.21 se muestra el esquema completo del SCEFV interconectado a la red de distribución, así como los sistemas de control implementados. Para su funcionamiento se requiere de 2 sensores más a los mencionados anteriormente. Estos permiten la ejecución del algoritmo MPPT, pues permiten monitorear la corriente y tensión entregada por el arreglo fotovoltaico.

Capítulo 4

Validación Numérica

En este capítulo se lleva a cabo la validación numérica del SCEFV propuesto mediante el software MATLAB-Simulink®. En primera instancia, se simula el comportamiento individual de los subsistemas que conforman al sistema, posteriormente se integran y simula el comportamiento en conjunto.

Con el objetivo de comparar el funcionamiento del control propuesto contra el control dq0 tradicional, se crearon dos casos de estudio en los que se analiza el comportamiento del SCEFV obtenido con cada estrategia de control. Específicamente, se analiza la tensión en el capacitor de enlace de CD, la tensión en el PCC, la corriente que fluye del VSC a la red, el THD presente en la forma de onda de I_L^{abc} , la potencia activa inyectada a la red y el factor de potencia.

Los parámetros de operación del SCEFV que son previamente definidos por el diseñador, mismos que permiten determinar los elementos restantes del sistema, son mostrados en la Tabla 4.1.

Subsistema de CD		Subsistema de CA	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
P_{AFV}	15 [kW]	P_{VSC}	15 [kW]
V_{AFV}	309 [V]	V_g^{abc} RMS	127 [V]
V_{CDref}	450 [V]	f_{red}	60 [Hz]
		V_{LL}	311 [V]

Tabla 4.1. Parámetros de operación del SCEFV.

4.1. Conexión de módulos fotovoltaicos en serie/paralelo

La validación numérica comienza con el diseño de un AFV de 15 kW. Se optó por trabajar con un módulo fotovoltaico previamente cargado en la base de datos de MATLAB-Simulink®. Para este trabajo se seleccionó el modelo S60MC-250 de la marca Solartec.

El número total de módulos, así como el número de cadenas y el número de módulos por cadena, se obtiene a partir de los datos mostrados en la Tabla 4.2.

Capítulo IV. Validación Numérica

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
P_{mp}	249.85 [W]	Número de celdas	60
I_{mp}	8.07 [A]	I_{cc}	8.62 [A]
V_{mp}	30.96 [V]	V_{ca}	37.92 [V]

Tabla 4.2. Especificaciones eléctricas del módulo Solartec S60MC-250 en condiciones STC.

Para el cálculo de N_{MS} se consideró a V_{AFV} como la tensión de acoplamiento del inversor.

Parámetro	Valor	Ecuación
N_T	60	(3.13)
N_S	10	(3.14)
N_P	6	(3.15)

Tabla 4.3. Parámetros del AFV.

En la Figura 4.1 se muestra el comportamiento correspondiente al módulo y al AFV ante distintas condiciones de irradiancia. Como es de esperar, un aumento en la irradiancia significa un aumento en la potencia producida, a su vez, la tensión en el punto de máxima potencia solamente presenta pequeñas variaciones.

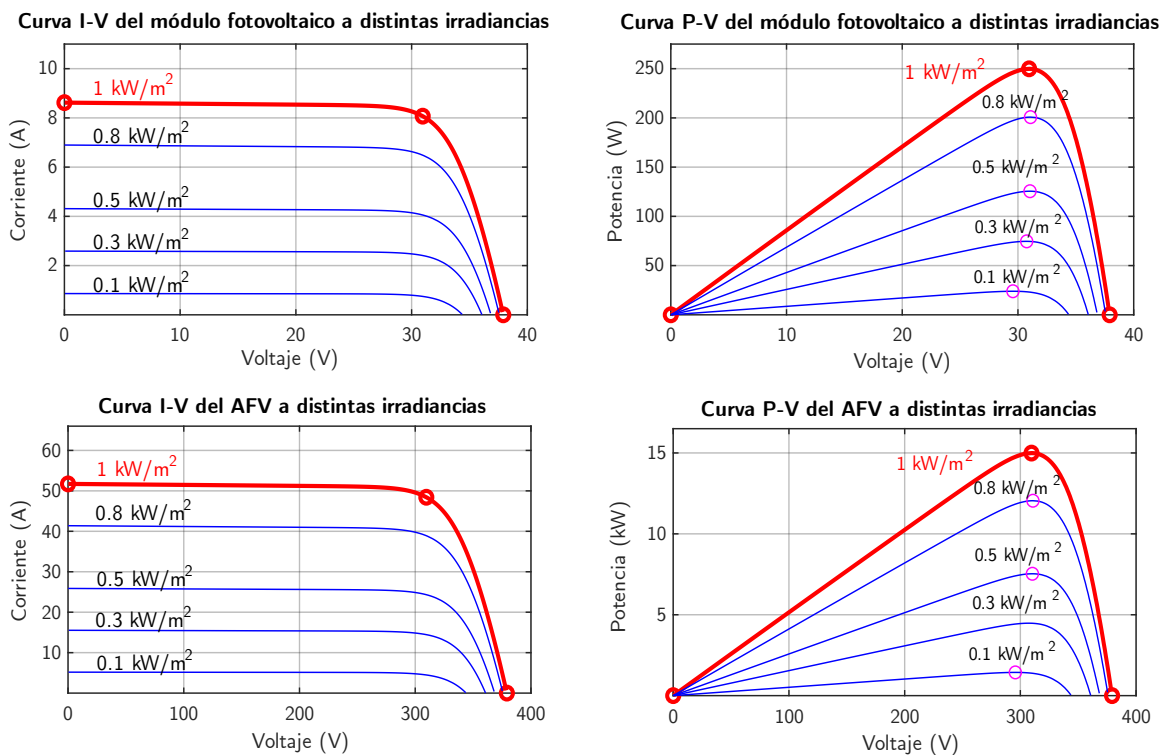


Figura 4.1. Curvas I-V y P-V del módulo y AFV.

4.2. Parámetros de diseño del convertidor CD/CD

Una vez establecida la estructura del AFV, se procede con el diseño del convertidor Boost. El primer paso consiste en obtener el valor de la resistencia R_B , por lo tanto, es necesario delimitar el área de operación del MPPT. Se propone que trabaje entre los puntos de máxima potencia correspondientes a una irradiancia de 200 [kW/m²] y 1000 [kW/m²].

Irradiancia de 200 kW/m ²		Irradiancia de 1000 kW/m ²	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_{mp}	303.1 [V]	V_{mp}	309.6 [V]
I_{mp}	9.73 [A]	I_{mp}	48.42 [A]
R_{mp}	31.15 [Ω]	R_{mp}	6.39 [Ω]

Tabla 4.4. V_{mp} , I_{mp} e R_{mp} del AFV a distintas irradiancias.

En la Tabla 4.5 se muestran los parámetros de diseño del convertidor Boost. A partir de estos valores se calcula el valor de los elementos pasivos que conforman al convertidor.

Parámetro	Valor	Ecuación	Parámetro	Valor	Ecuación
D_{min}	0.05	–	γ_{IL}	25 [%]	–
D_{max}	0.95	–	γ_{Vo}	2 [%]	–
Límite inferior de R_B	34.51 [Ω]	(3.35)	γ_{Vmp}	2 [%]	–
Límite superior de R_B	2556 [Ω]	(3.35)	f_B	10000 [Hz]	–
ΔD	0.5×10^{-3}	–			

Tabla 4.5. Parámetros de diseño del convertidor Boost.

Parámetro	Valor	Ecuación
R_B	1200 [Ω]	(3.35)
L_B	23.7 [mH]	(3.32)
C_{Bout}	115.92 [μF]	(3.33)
C_{Bin}	2.3 [μF]	(3.34)

Tabla 4.6. Elementos pasivos del convertidor Boost.

En el caso de R_B , se seleccionó un valor comercial cercano al valor central del rango definido por (3.35). Adicionalmente, para representar las pérdidas por conducción y conmutación en la conversión de CD/CD, se considera que existe una resistencia de 1 [mΩ] en serie a L_B .

Capítulo IV. Validación Numérica

En la Figura 4.2 se muestra el perfil de irradiancia bajo la cual se simula la operación del convertidor Boost en conjunto con el AFV. Esta prueba se caracteriza por contar con una temperatura constante de 25 [°C] y presentar cambios bruscos de irradiancia en $t=1$ [s] y en $t=2$ [s].

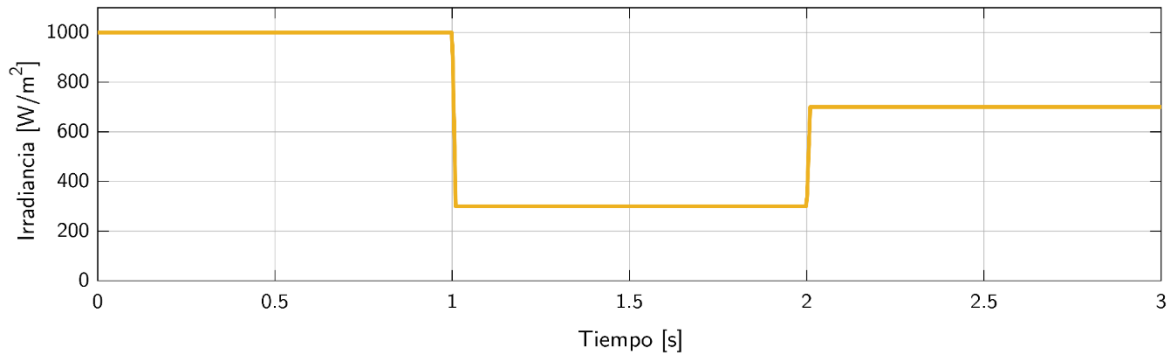


Figura 4.2. Perfil de irradiancia convertidor Boost.

En la Figura 4.3 se muestra la tensión V_{in} a la entrada del convertidor, que corresponde a la tensión del AFV, y la tensión V_{out} . Se aprecia que V_{in} se mantiene prácticamente constante en 300 [V]. No obstante, cuando existe una variación en la irradiancia existe un cambio notorio en V_{out} . Lo anterior se debe a un cambio en el ciclo de trabajo ocasionado por la operación del MPPT.

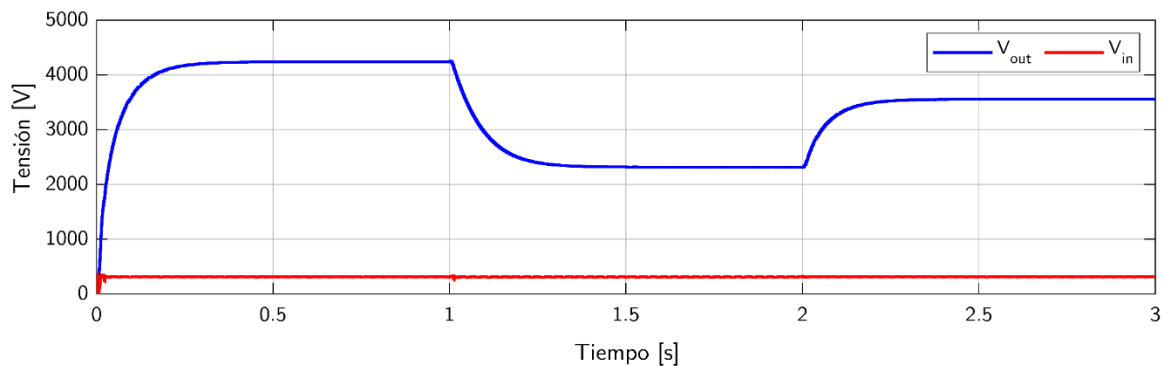


Figura 4.3. Tensión en la terminal de entrada y salida del convertidor Boost.

Con el fin de evaluar el funcionamiento y desempeño tanto del convertidor como del algoritmo MPPT implementado, se compara la potencia ideal que produce el AFV y la potencia entregada por el convertidor Boost.

Los resultados mostrados en la Figura 4.4 y la Figura 4.5 indican que, a pesar de los cambios bruscos en la irradiancia, el algoritmo MPPT implementado realiza un adecuado seguimiento del punto de máxima potencia. Incluso con la existencia de una resistencia parásita en el convertidor, durante la mayor parte del tiempo se tiene una eficiencia superior al 96%.

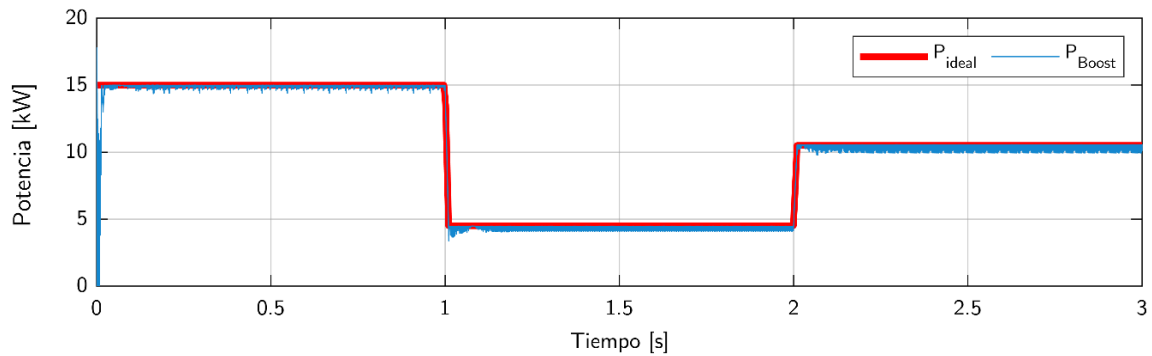


Figura 4.4. Potencia ideal del AFV y potencia entregada por convertidor Boost.

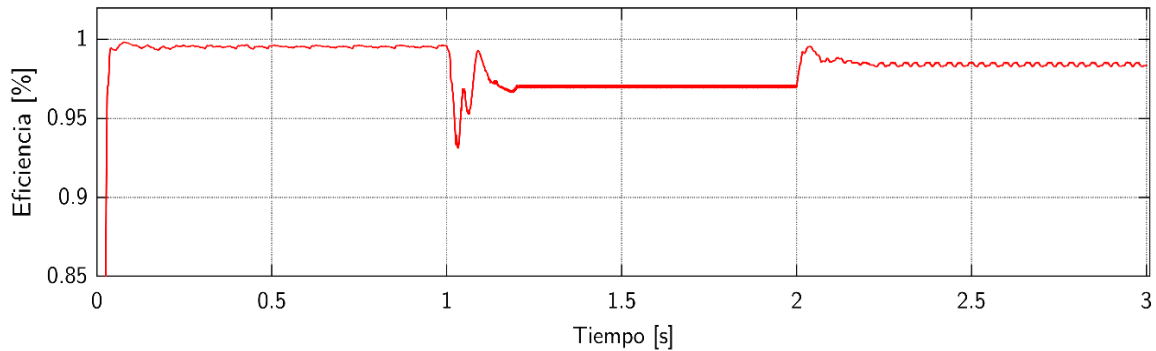


Figura 4.5. Eficiencia del convertidor Boost.

La menor eficiencia, de aproximadamente 93%, se presente cuando la irradiancia cae de 1000 [W/m²] a 300 [W/m²] en 0.01 [s], sin embargo, estos cambios tan drásticos de irradiancia son poco comunes en la práctica.

4.3. Parámetros de diseño del Convertidor VSC

En esta sección se evalúa el comportamiento de un VSC que cuenta con la estrategia de control propuesta. La alimentación del VSC se llevó a cabo mediante la conexión de una fuente de corriente de 33.34 [A] en paralelo con una resistencia de 1200 [Ω] en la terminal de CD. Los parámetros de diseño del VSC trifásico son mostrados en la Tabla 4.7.

Parámetro	Valor	Ecuación	Parámetro	Valor	Ecuación
Z_{Base}	3.22 [Ω]	(3.50)	ω	120π [rad/s]	
Z_L	0.483 [Ω]	$X_L = 0.15 * Z_{Base}$	L	1.29 [mH]	$L = X_L / \omega$
R^{abc}	0.1 [Ω]	—	C	1769.72 [μF]	(3.51)
f_{VSC}	8000 [Hz]	—			

Tabla 4.7. Parámetros de diseño del VSC.

Capítulo IV. Validación Numérica

Los parámetros de diseño del capacitor de enlace son mostrados en la Tabla 4.8.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
ΔV_{out}	10 [V]	V_+	127 [V]
V_{out}	5 [V]	I_+	39.4 [A]
δ	15%		

Tabla 4.8. Parámetros e diseño de C_{Bout} .

En la Tabla 4.9 se muestran el valor de los parámetros de las ganancias proporcional (k_p) e integral (k_i) utilizados en el esquema de control propuesto, así como los valores correspondientes al esquema de control dq0 tradicional. Los parámetros k_p^V y k_i^V se obtienen mediante una serie de iteraciones en las que se utiliza el tiempo necesario para alcanzar el valor de V_{CDref} y la magnitud del error durante la respuesta transitoria como criterios de selección.

Propuesta			dq0 tradicional		
Parámetro	Valor	Ecuación	Parámetro	Valor	Ecuación
k_p^V	0.025	—	k_p^{dq0V}	0.258	L/τ_V
k_i^V	8	—	k_i^{dq0V}	20	R_{abc}/τ_V
			τ_V	5 [ms]	—
			k_p^{dq0I}	2.58	L/τ
			k_i^{dq0I}	200	R_{abc}/τ
			τ_I	0.5 [ms]	—

Tabla 4.9. Valores de las ganancias del controlador PI.

En la Figura 4.6 se muestra el comportamiento de V_{CD} al implementar la estrategia propuesta. En aproximadamente 2.5 segundos de haber entrado el SCEFV en operación se alcanza el valor de referencia de 450 [V]. La amplitud pico a pico o rizado de V_{CD} es de aproximadamente 2.5 [V].

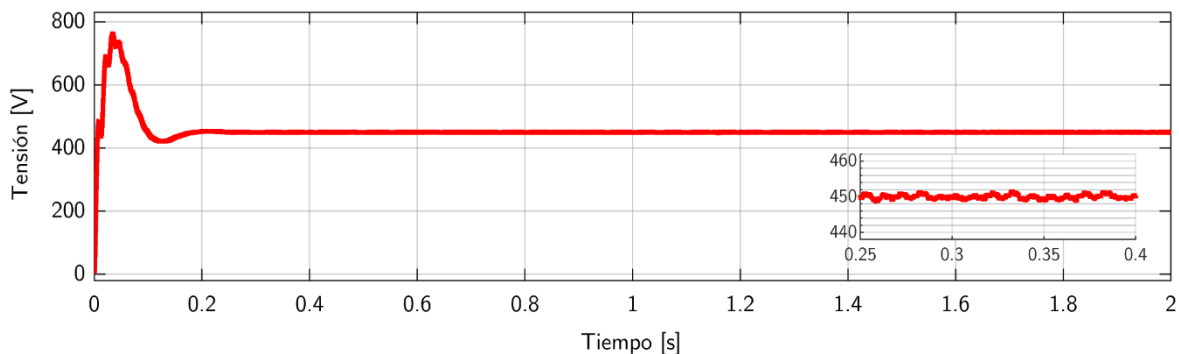


Figura 4.6. Tensión V_{CD} a la entrada VSC.

Capítulo IV. Validación Numérica

En la Figura 4.7 se muestra la corriente en el lado de CA correspondiente a la fase A del VSC y la tensión V_g^a . En $t > 0.1$ [s] se aprecia un claro desfase de 180° . Este mismo comportamiento también se presenta en las fases B y C.

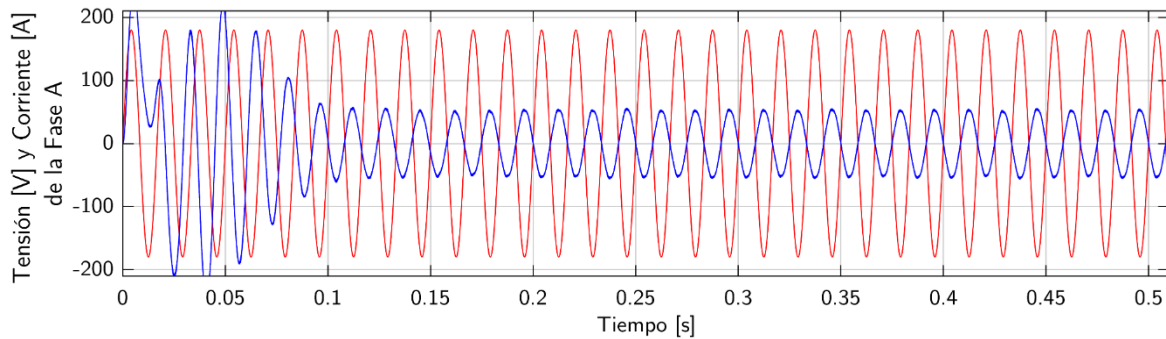


Figura 4.7. Corriente I_L^a y tensión V_g^a .

El desfase de 180° indica que existe una inyección de potencia hacia la red (potencia activa negativa). Una vez alcanzado el estado estable de operación se tiene una inyección promedio de 14.5 [kW].

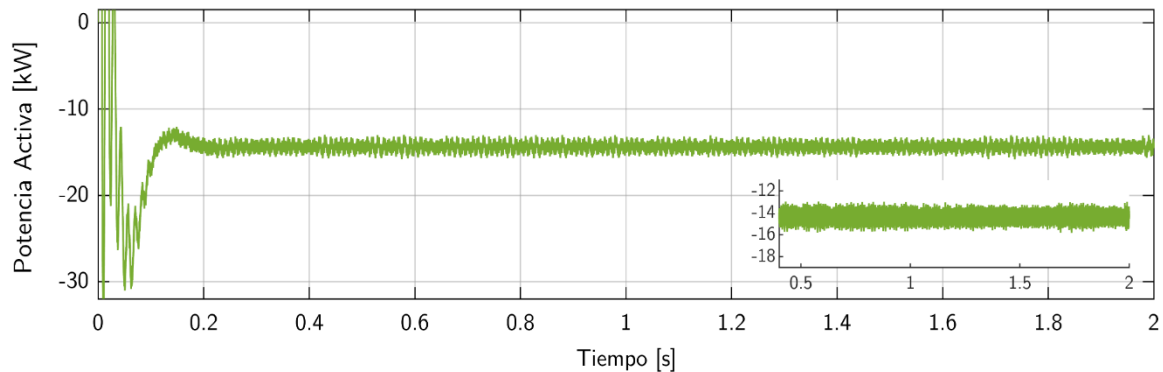


Figura 4.8. Flujo de potencia activa del VSC.

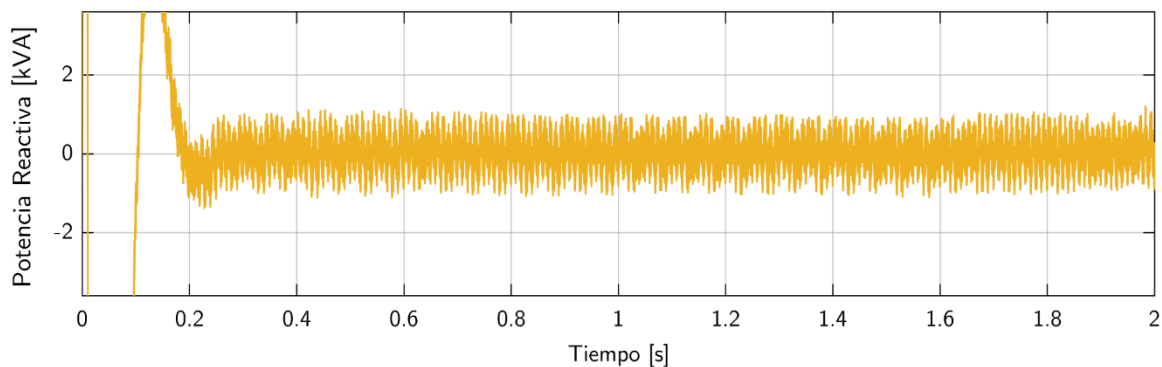


Figura 4.9. Flujo de potencia reactiva VSC.

En la Figura 4.9 se muestra que el intercambio promedio de potencia reactiva entre el VSC y la red ronda los 0 [kVar]. Por lo tanto, el VSC opera con un factor de potencia unitario.

4.4. Operación del SCEFV interconectado a la red eléctrica de distribución

En esta etapa se acoplan el AFV, el convertidor Boost y el VSC para formar el SCEFV. Posteriormente se interconecta a la red de distribución, la cual es considerada como un bus infinito, por lo que el flujo de potencia no provoca variaciones ni en la tensión ni en la frecuencia de ésta.

4.4.1. Caso de estudio I

En el primer caso de estudio se analiza el comportamiento del SCEFV frente a variaciones de irradiancia, temperatura constante de 25 [°C] y la presencia de un hueco desbalanceado de tensión del tipo E.

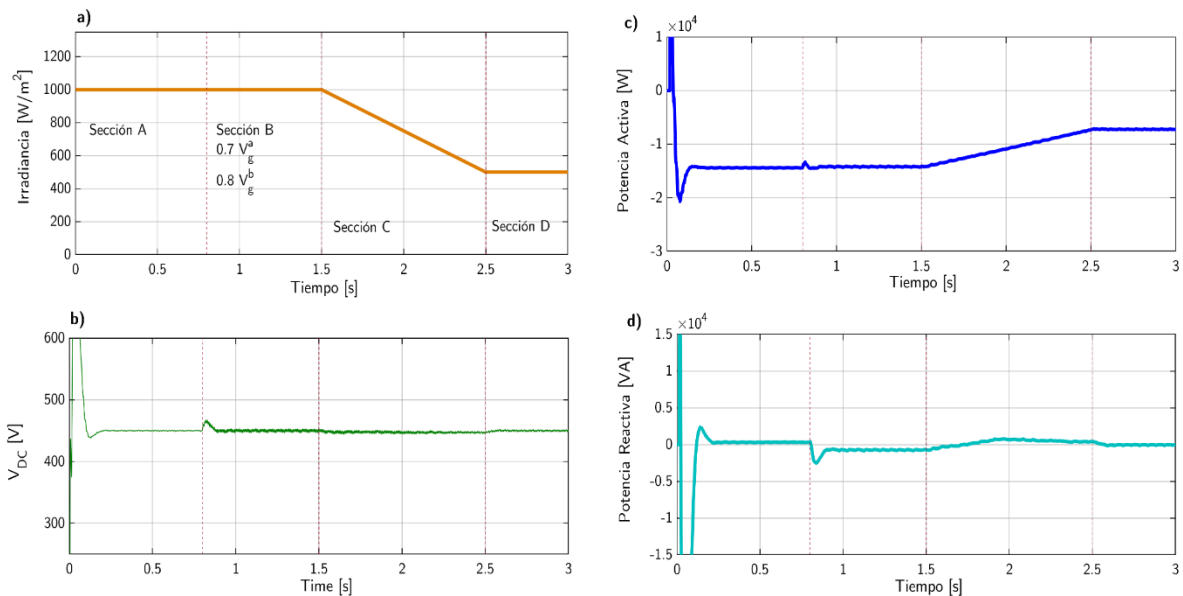


Figura 4.10. Comportamiento de las variables eléctricas del SCEFV en condiciones de irradiancia variable. a) Perfil de irradiancia b) Tensión en el capacitor de enlace c) Potencia Activa d) Potencia Reactiva.

En la Figura 4.10 se observa el comportamiento de las variables eléctricas del SCEFV en el que se implemente el sistema de control propuesto. El perfil de irradiancia se muestra en la Figura 4.10 a), donde a partir del $t=0$ [s] hasta $t=1.5$ [s] se tiene una irradiancia constante de 1000 [W/m^2]; a partir de este punto ésta comienza a disminuir gradualmente hasta llegar a un valor de 500 [W/m^2] en $t=2.5$ [s], y a partir de este punto, se mantiene constante hasta finalizar la simulación en $t=3$ [s].

El hueco de tensión ocurre en $t=0.8$ [s]. La magnitud de la fase A de V_g^{abc} cae al 70% de su valor, la fase B cae al 80%, mientras que la fase C es la única que se mantiene intacta. Esta reducción desbalanceada se mantiene durante el resto de la simulación.

Capítulo IV. Validación Numérica

En la Figura 4.10 b), se muestra que en $0.25 [s] < t < 0.8 [s]$, V_{CD} es prácticamente constante y equivale a 450 [V]. Pevio al desbalance el valor pico a pico del rizado de V_{CD} es menor a 2.5 [V]. La aparición del desbalance del tipo E provoca un incremento momentáneo de V_{CD} , pero el valor de referencia se restaura en aproximadamente 0.1 [s]. Durante la respuesta transitoria al desbalance, la máxima diferencia con respecto al valor de referencia es de 17 [V]. Cuando V_{CD} se encuentra estable y V_g^{abc} desbalanceada el rizado de V_{CD} es de 4 [V].

En los incisos c) y d) de la Figura 4.10 se muestra la transferencia de potencia activa y reactiva, respectivamente.

La potencia activa promedio transferida a la red cuando se presenta la máxima irradiancia es de 14.4 [kW]. Cuando existe una irradiancia de $500 [W/m^2]$ la potencia transferida es de 7.25 [kW]. La disminución de la irradiancia provoca una disminución de la corriente generada por el AFV, por lo tanto, la potencia activa transferida a la red también disminuye. Una vez alcanzado el valor V_{CDref} la eficiencia es superior al 95%.

Pevio a la perturbación de V_g^{abc} existe un flujo de potencia reactiva inductiva de la red hacia el VSC de 0.06 [kVAr]. En condiciones de desbalance e irradiancia variable la potencia reactiva oscila entre -0.1 [kVAr] y 0.1 [kVAr].

En la Figura 4.11 se compara la respuesta obtenida al implementar el control dq0 y la obtenida al implementar el sistema de control propuesto.

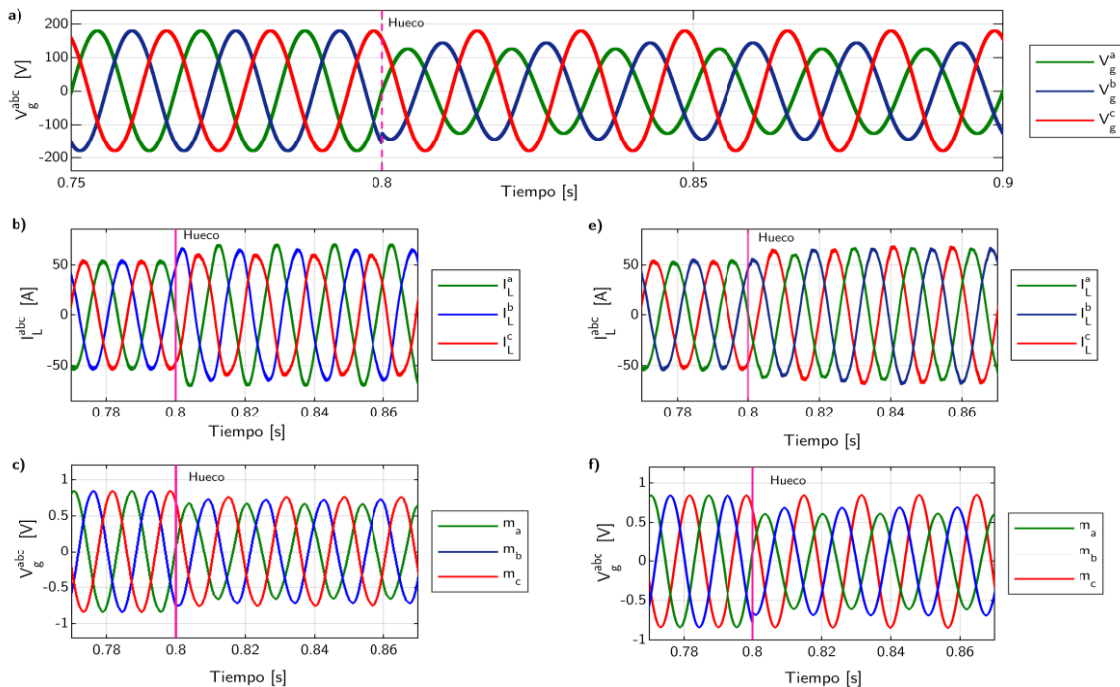


Figura 4.11. Comparación de las variables eléctricas del SCEFV en el caso de estudio I. a) Tensión de la red, b) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control dq0, c) Señales moduladoras con el control dq0, d) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control propuesto, e) Señales moduladoras con el control propuesto.

Capítulo IV. Validación Numérica

Previo a la disminución de la tensión en la fase A y B, I_L^{abc} se encuentra balanceada en ambos sistemas. Además, en los dos casos se presenta una respuesta similar a la perturbación en V_g^{abc} , ya que la corriente I_L^{abc} aumenta con tal de seguir inyectando la misma cantidad de potencia activa a la red.

En la Figura 4.11 b) se muestra el comportamiento de I_L^{abc} cuando se implementa el control dq0, en la Figura 4.11 c) se muestran las respectivas señales m^{abc} . A pesar de que las magnitudes de m^{abc} son distintas entre sí, éstas no permiten mitigar el desbalance de I_L^{abc} .

En la Figura 4.11 d) se muestra que el implementar la ley de control propuesta permite reducir en gran medida el desbalance de I_L^{abc} , esto gracias a que cada una de las señales moduladoras se generan de forma independiente. Al no existir un desbalance superior al 5% se cumple con lo establecido en el Código de Red y podrá seguir operando con normalidad.

En la Tabla 4.10 y la Tabla 4.11 se muestran los valores RMS promedio de I_L^{abc} para las secciones de la simulación con irradiancia constante, así mismo, se muestra el desbalance de corriente calculado mediante (2.3).

Irradiancia [W/m ²]	Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
1000	$V_g^a V_g^b V_g^c$	37.70	37.65	37.73	0.12
1000	$[0.7V_g^a 0.8V_g^b V_g^c]$	44.50	44.37	45.34	1.36
500	$[0.7V_g^a 0.8V_g^b V_g^c]$	22.43	22.66	22.94	1.30

Tabla 4.10. Valores RMS y desbalance obtenidos con la ley de control propuesta en el caso de estudio I.

En condiciones estándar de operación el desbalance de corriente es inferior al 1% implementando cualquiera de las dos estrategias de control. No obstante, la estrategia propuesta muestra un mejor desempeño bajo las condiciones de tensión desbalanceada. Inclusive, el valor obtenido con el control dq0 tradicional llega superar el 5%.

Irradiancia [W/m ²]	Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
1000	$V_g^a V_g^b V_g^c$	37.82	37.84	37.95	0.21
1000	$[0.7V_g^a 0.8V_g^b V_g^c]$	47.09	45.53	43.19	4.99
500	$[0.7V_g^a 0.8V_g^b V_g^c]$	24.40	23.31	21.97	6.04

Tabla 4.11. Valores RMS y desbalance obtenidos con el control dq0 tradicional en el caso de estudio I.

En la Figura 4.12 se muestra el factor de potencia y el THD presente en la forma de onda de I_L^{abc} para el SCEFV con la estrategia de control propuesta. Mientras que en la Figura 4.13 se muestran estos mismos parámetros, pero para el SCEF con el control dq0.

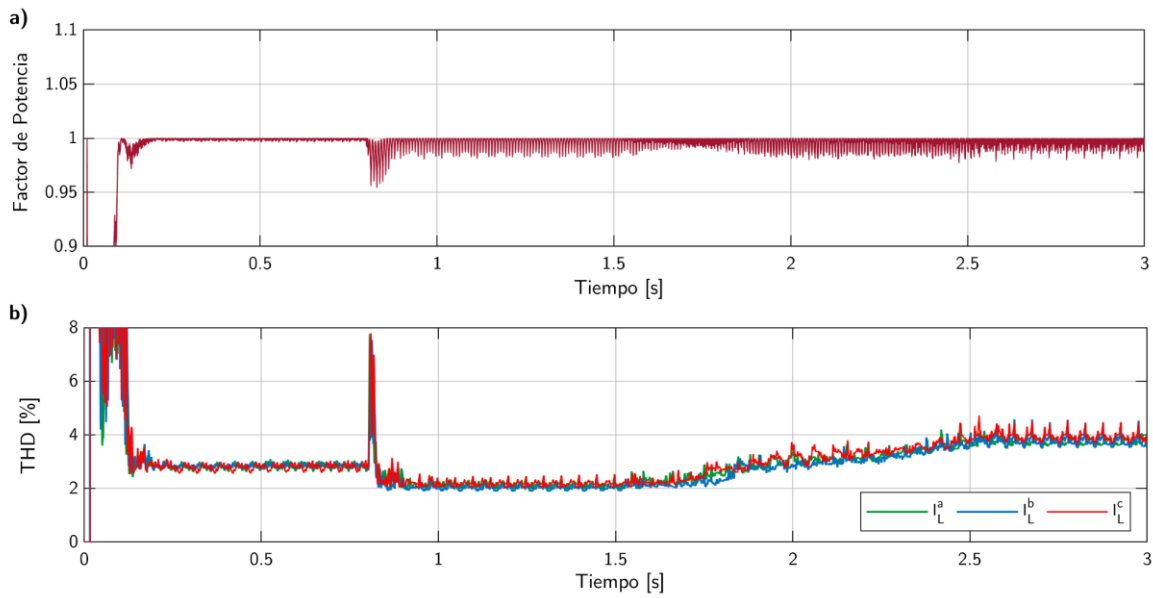


Figura 4.12. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control propuesta en el caso de estudio I. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc} .

En la Figura 4.12 a) se aprecia que en $t > 0.2$ [s] y hasta $t = 0.8$ [s] el $FP \approx 1$. Los valores más alejados del factor de potencia unitario se presentan durante el transitorio causado por el desbalance. Una vez reestablecido el valor de V_{CDref} el $FP = 0.98$; existiendo así una ligera variación en comparación a la condición de tensión balanceada.

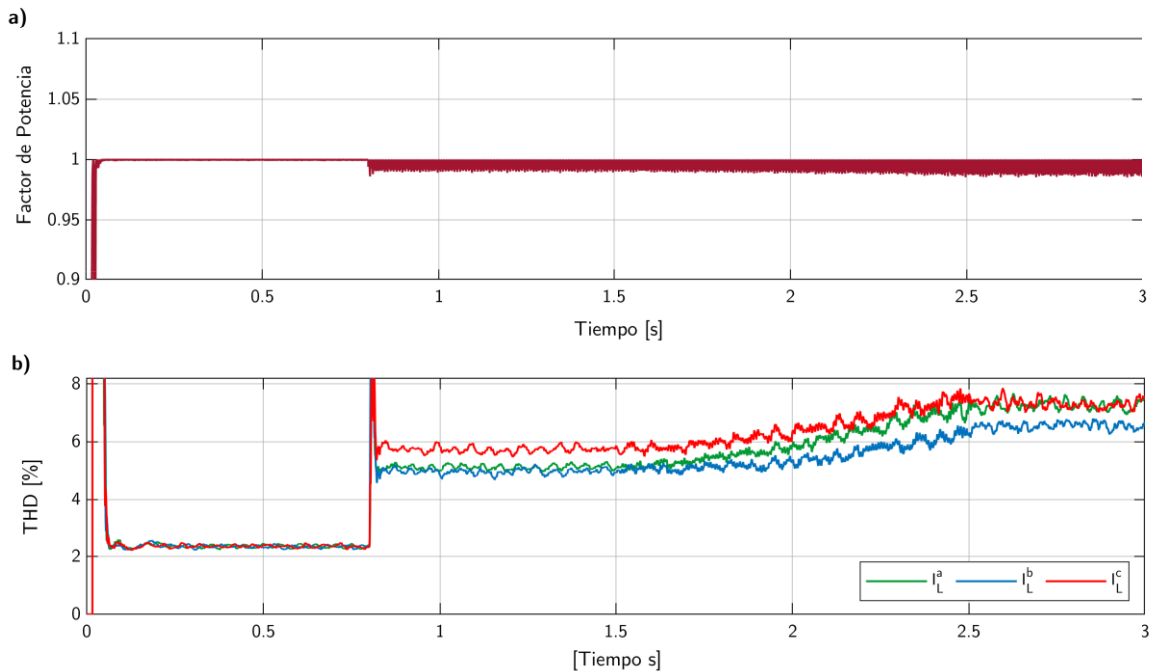


Figura 4.13. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control dq0 tradicional en el caso de estudio I. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc} .

Capítulo IV. Validación Numérica

En la Figura 4.12 b) se aprecia que el THD en estado estable varía entre 2.3% y 4.6 %; aumentando conforme la magnitud de I_L^{abc} disminuye.

Por otra parte, el control tradicional presenta una pequeña ventaja, ya que durante el estado transitorio el factor de potencia obtenido se ve afectado en menor medida por el desbalance de V_g^{abc} . Sin embargo, el contenido armónico muestra un claro incremento, llegando a ser mayor a 7% en estado estacionario.

4.4.2. Caso de estudio II

En el segundo caso de estudio se analiza el comportamiento del SCEFV frente a variaciones de temperatura, irradiancia constante de 1000 [W/m²] y la presencia de un hueco de tensión del tipo C.

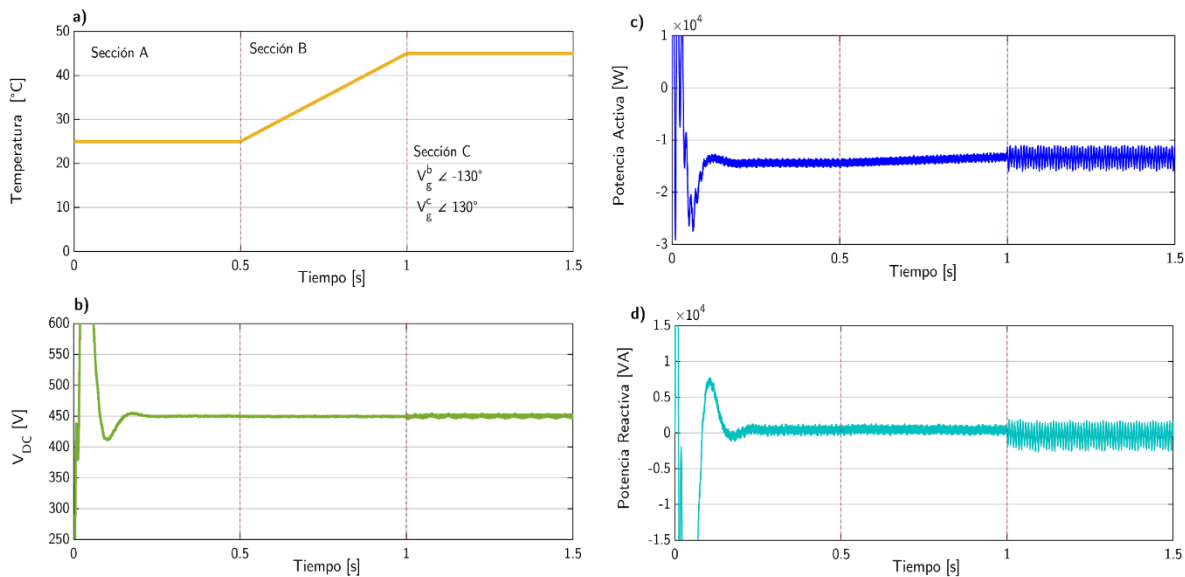


Figura 4.14. Comportamiento de las variables eléctricas del SCEFV en condiciones de temperatura variable. a) Perfil de irradiancia, b) Tensión en el capacitor de enlace, c) Potencia Activa d) Potencia Reactiva.

En la Figura 4.14 se observa el comportamiento de las variables eléctricas del SCEFV en el que se implementa el sistema de control propuesto. El perfil de temperatura y las características del hueco inducido se muestran en la Figura 4.14 a); donde en $t=0$ [s] y hasta $t=0.5$ [s] la temperatura es constante e igual a 25[°C], posteriormente, aumenta gradualmente hasta llegar a un valor de 45 [°C] en $t=1$ [s], y a partir de este punto, se mantiene constante hasta finalizar la simulación en $t=1.5$ [s]. En $t=1$ [s] ocurre el desbalance de tensión; en el cual, no existe variación ni en la magnitud ni en el ángulo de fase de V_L^a . La magnitud de V_L^b e V_L^c se mantienen constantes, pero su ángulo de fase aumenta en 10°, esta condición de desbalance se mantiene durante el resto de la simulación.

En la Figura 4.14 b) se muestra la tensión V_{CD} ; donde previo al desbalance, se presenta un comportamiento similar al presentado en el caso I. A diferencia del caso anterior, no se aprecia un efecto transitorio causado por la entrada del hueco de tensión. Además,

Capítulo IV. Validación Numérica

tampoco se observa un incremento en el rizo de V_{CD} debido al incremento de la temperatura. Sin embargo, el desbalance de tensión del tipo C provoca que el valor pico a pico del rizado de V_{CD} pase de 2.5 [V] a 7 [V].

En la Figura 4.14 c) se muestra la inyección de potencia activa a la red. En condiciones normales de operación, con temperatura e irradiancia constantes, se cuenta con una inyección de 14.44 [kW], El incremento de la temperatura de operación del AFV provoca una disminución en la engría producía. En condiciones de V_g^{abc} desbalanceada y temperatura de 45 [°C] la potencia activa promedio suministrada a la red es de 13.32 [kW]. Al mismo tiempo, la perturbación en V_g^{abc} provoca una serie de oscilaciones tanto en V_{CD} como en la potencia activa.

En la Figura 4.14 d) se muestra el flujo de potencia reactiva de la red al VSC. Previo a la aparición del hueco de tensión y con V_{CD} constante existe un intercambio promedio de 0.35 [kVar]. Mientras que, en condiciones de desbalance, con irradiancia y temperatura constantes, existe un flujo promedio de -0.36 [kVar].

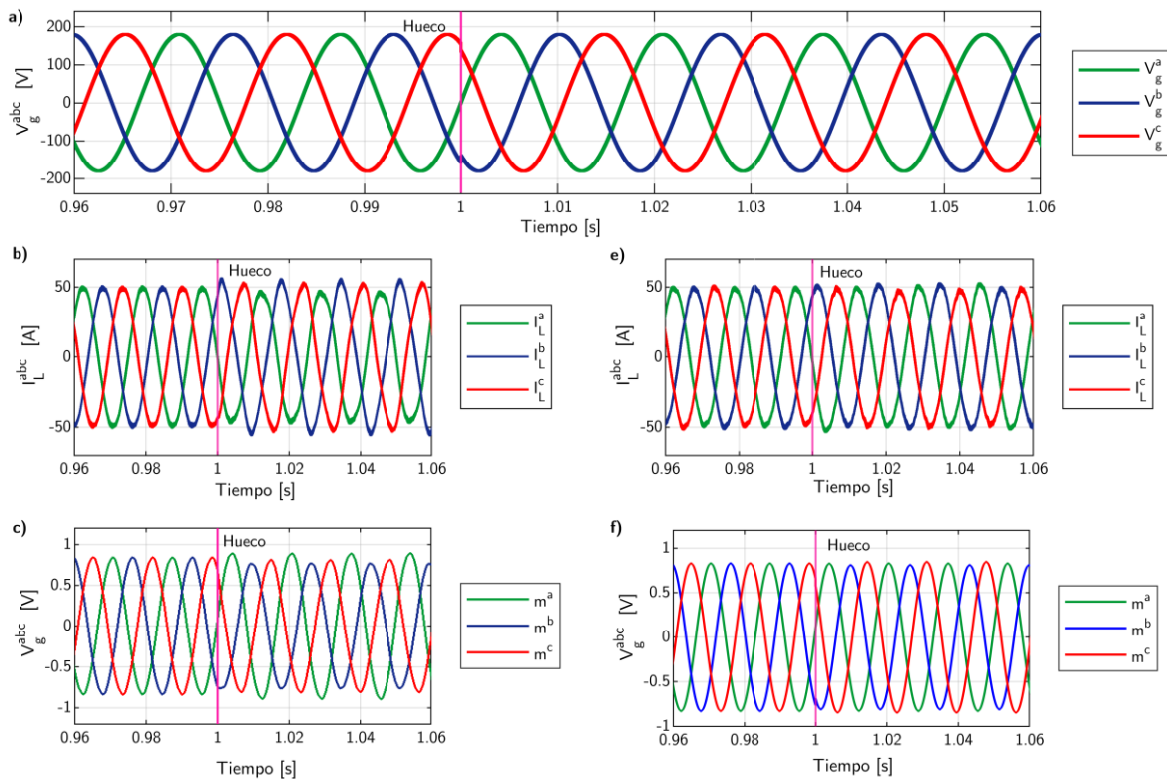


Figura 4.15. Comparación de las variables eléctricas del SCEFV en caso de estudio II. a) Tensión de la red, b) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control dq0, c) Señales moduladoras con el control dq0, d) Flujo de corriente eléctrica hacia la red con el control propuesto, e) Señales moduladoras con el control propuesto.

En la Figura 4.15 se compara la respuesta obtenida al implementar el control dq0 y la obtenida al implementar el sistema de control propuesto. En la Figura 4.15 a) se muestra

Capítulo IV. Validación Numérica

el comportamiento de V_g^{abc} , en $t=1[s]$ el cambio en el ángulo de fase provoca que V_g^b y V_g^c estén más cercas entre sí.

En la Figura 4.15 b) y la Figura 4.15 d) se muestran los valores de la corriente I_L^{abc} obtenidos a partir del control tradicional dq0 y la estrategia propuesta, respectivamente. Así mismo, en la Figura 4.15 c) y la Figura 4.15 e) se muestran sus correspondientes índices de modulación m^{abc} .

Comparando la Figura 4.15 b) con la Figura 4.15 d) se deduce que mediante la ley de control propuesta se reduce considerablemente el desbalance de I_L^{abc} . Debido a que en la estrategia propuesta cada señal moduladora se genera de forma independiente con base en las condiciones de la red existe un incremento de 10° en el ángulo de fase correspondiente las señales m^a y m^b . El desbalance de I_L^{abc} no supera límite del 5% y se mantiene una diferencia angular entre fases de 120° , no obstante, se nota un mayor grado de desbalance con respecto al primer caso de estudio.

El valor RMS de I_L^{abc} y su respectivo desbalance para el sistema de control propuesto es mostrado en la Tabla 4.12. Los datos correspondientes al control tradicional son mostrados en la Tabla 4.13. En condiciones de V_g^{abc} balanceada el desbalance de I_L^{abc} es inferior al 1% para ambos casos. Los resultados indican que cuando existe un desbalance del tipo C solamente la estrategia propuesta permite el adecuado funcionamiento de SCEFV.

En los resultados obtenidos en otras simulaciones con condiciones iguales a las planteadas en el Caso II, a excepción de la irradiancia, se encontró que si la irradiancia es menor a los $700 [W/m^2]$ el valor del desbalance de I_L^{abc} alcanzando con la estrategia propuesta es de 6.8%. No obstante, es importante mencionar que aún se cuenta con un mejor desempeño en comparación a la opción tradicional.

Temperatura [°C]	Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
25	$[V_g^a \angle 0 \ V_g^b \angle 120 \ V_g^c \angle -120]$	37.77	37.71	37.74	0.10
45	$[V_g^a \angle 0 \ V_g^b \angle 130 \ V_g^c \angle -130]$	34.92	35.83	34.56	2.16

Tabla 4.12. Valores RMS y desbalance obtenidos con la ley de control propuesta en el caso de estudio II.

Temperatura [°C]	Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
25	$[V_g^a \angle 0 \ V_g^b \angle 120 \ V_g^c \angle -120]$	37.64	37.70	37.69	0.10
45	$[V_g^a \angle 0 \ V_g^b \angle 130 \ V_g^c \angle -130]$	33.39	36.41	35.98	5.29

Tabla 4.13. Valores RMS y desbalance obtenidos con el control dq0 tradicional en el caso de estudio II.

El factor de potencia correspondiente al SCEFV en el que se implementa la estrategia propuesta y el control tradicional se muestra en la Figura 4.16 a) y la Figura 4.17 a),

Capítulo IV. Validación Numérica

respectivamente. En ambos casos se tiene un comportamiento similar, ya que una vez alcanzado el valor de V_{CDref} y previo al desbalance de V_g^{abc} , ambos SCEFV inyectan potencia activa a la red con $FP \approx 0.99$, posteriormente disminuye a 0.98.

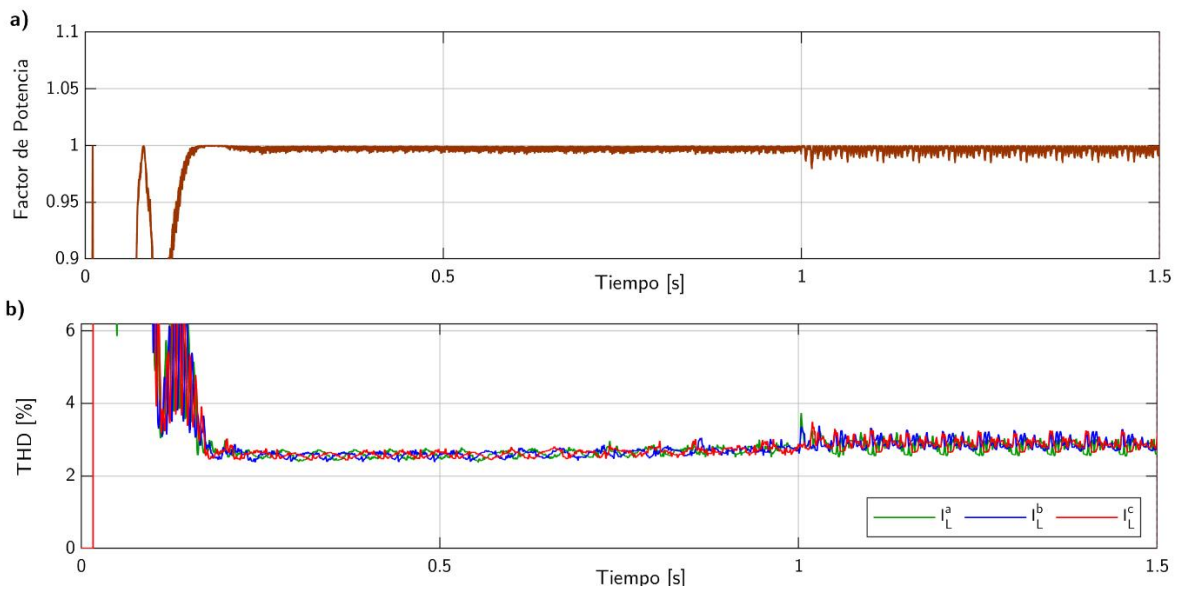


Figura 4.16. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control propuesta en el caso de estudio II. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc} .

En la Figura 4.16 b) se muestra que, implementado la estrategia propuesta, el THD de I_L^{abc} en estado estable varía entre 2.6% y 3.5%. A diferencia de los cambios de irradiancia, el incremento o disminución de la temperatura no repercute considerablemente en la cantidad de contenido armónico.

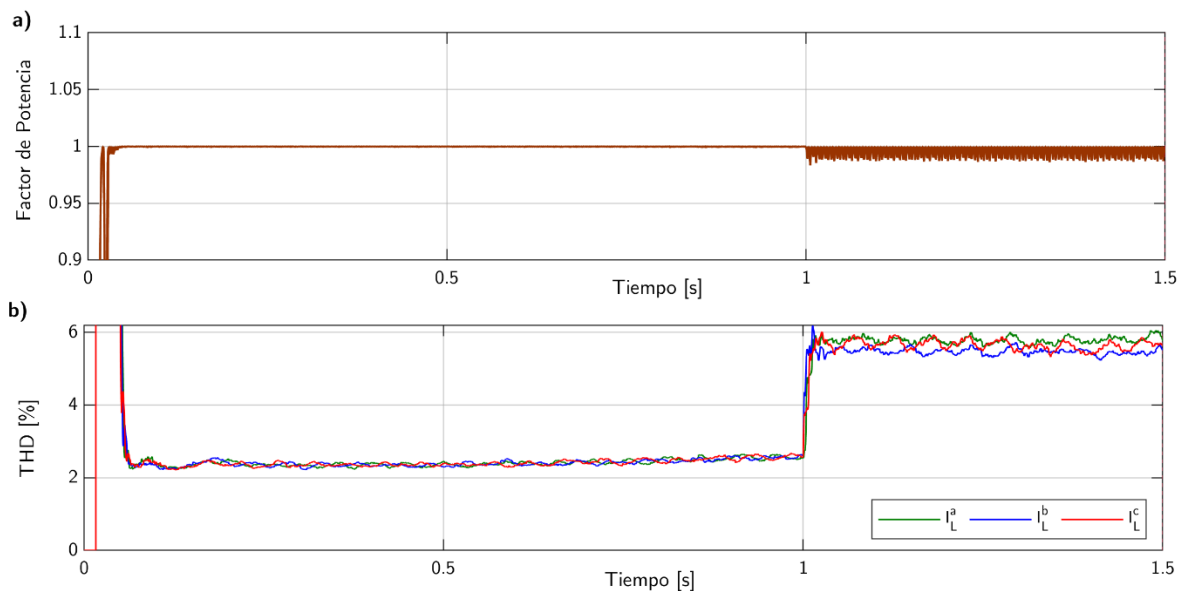


Figura 4.17. Desempeño del SCEFV aplicando la estrategia de control dq0 tradicional en el caso de estudio II. a) Factor de potencia, b) THD presente en I_L^{abc} .

Los resultados correspondientes al control dq0, Figura 4.17, señalan un THD en la forma de onda de I_L^{abc} superior al 5% cuando V_g^{abc} se encuentra desbalanceada.

4.5. Conclusiones particulares

Las simulaciones del SCEFV en el software MATLAB-Simulink® han demostrado las principales ventajas de la estrategia de control propuesta en comparación con la estrategia dq0 tradicional.

La propuesta desarrollada permite mantener una tensión de CD estable en el capacitor de enlace a pesar de la existencia de un desbalance de V_g^{abc} . La distorsión armónica total y el grado de desbalance de I_L^{abc} obtenidos al aplicar la estrategia propuesta es considerablemente menor al control tradicional. Además, el proceso de conversión de CD/CA presenta una eficiencia mayor al 95%.

Como contraparte, se requiere de aproximadamente 0.2 [s] extras para estabilizar a V_{CD} en el valor de referencia establecido, adicionalmente, durante la repuesta transitoria al desbalance el error entre V_{CD} y V_{CDref} es mayor. También, se cuenta con un FP ligeramente, sin embargo, en ambos casos la potencia reactiva es menor al 2.5% de la potencia activa.

Finalmente se ha demostrado que, si el capacitor de enlace se selecciona en función del porcentaje de desbalance es posible regular la tensión en el capacitor de enlace de CD mediante un único compensador PI. Asimismo, se concluye que los desbalances que involucran el cambio del ángulo de fase afectan en mayor medida el SCEFV en comparación con los desbalances en los que únicamente hay una disminución de la magnitud de una o dos fases de V_g^{abc} .

Capítulo 5

Validación Experimental

En este capítulo se exponen los componentes del prototipo a escala del SCEFV, los elementos requeridos para el montaje de los convertidores CD/CD/ y CA/CA, así como los resultados experimentales al momento de interconectar el SCEFV a una red de CA desbalanceada.

5.1. Descripción del prototipo

En la Figura 5.1 se muestran todos los elementos que conforman al prototipo a escala. La estructura del SCEFV es la siguiente: módulo fotovoltaico, convertidor Boost e inversor VSC trifásico.

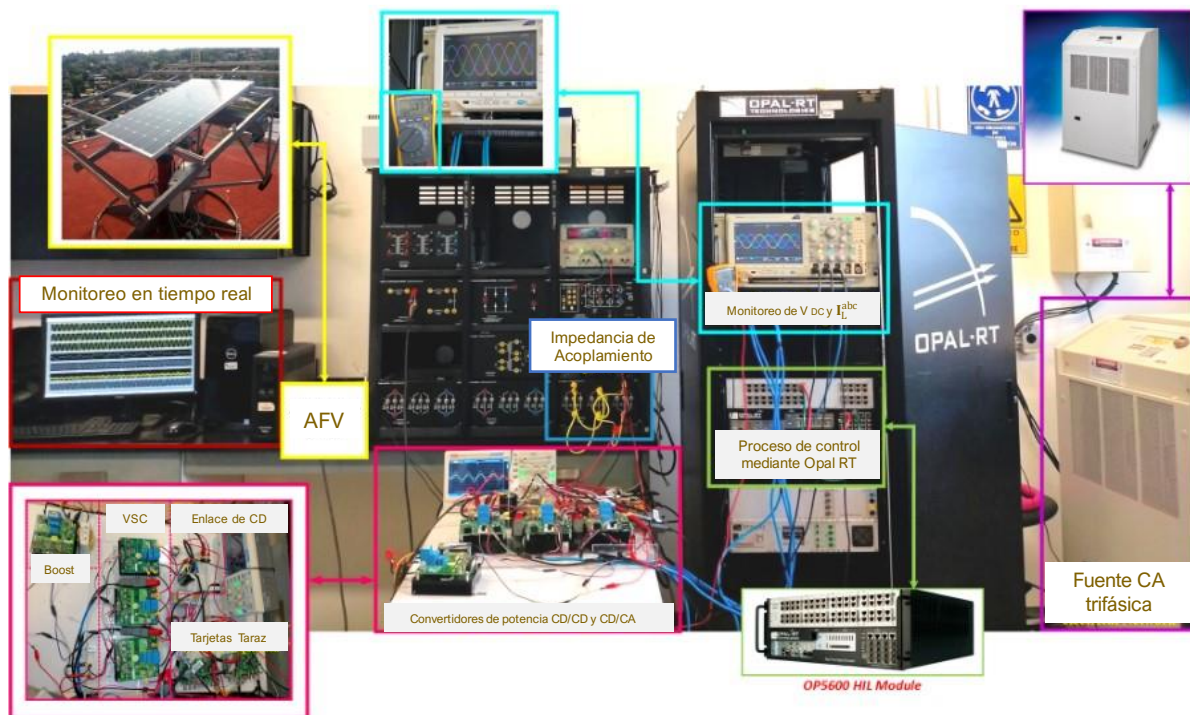


Figura 5.1. Elementos que conforman el prototipo a escala del SCEFV.

La adquisición de las variables V_g^{abc} , I_L^{abc} y V_{CD} se realiza a través de dos módulos de medición de tensión y corriente aislados modelo USM-3IV de la marca Taraz TECHNOLOGIES®.

Capítulo VI. Validación Experimental

El módulo OP-5600 de la marca Opal-RT Technologies® es el encargado de interpretar las lecturas realizadas y de generar en tiempo real los pulsos de control requeridos por los interruptores de potencia. Para emular a la red de CA se utiliza una fuente de tensión trifásica programable modelo MX30-3Pi de la marca AMETEK®.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_B	132.3 [Ω]	C_{Bin}	210 [μF]
L_B	10 [mH]	f_B	6000 [Hz]
C_{Bout}	1000 [μF]	D	0.65

Tabla 5.1. Parámetros del convertidor Boost en el prototipo a escala.

En la Tabla 5.1 se muestra la frecuencia de conmutación, así como el valor de los elementos pasivos que conforman al convertidor Boost. La topología correspondiente se muestra en la Figura 3.3. Para su montaje se utilizó un kit de pruebas basado en transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET) de carburo de silicio (SiC) de la empresa Cree/Wolfspeed. En la Figura 5.2 a) se muestran los elementos que componen físicamente al convertidor CD/CD.

Debido a que no se contaba con el equipo suficiente para implementar el algoritmo MPPT se optó por trabajar con un ciclo de trabajo fijo. Con el fin de encontrar un valor adecuado se simuló la operación del módulo de 270 [W] en conjunto con el convertidor Boost bajo las siguientes condiciones: temperatura del módulo constante e igual a 52 [°C], irradiancia igual a 1000 [W/m^2] en $t=0$ [s] hasta $t=1$ [s], irradiancia de 750 [W/m^2] en $t=1$ [s] hasta $t=2$ [s] e irradiancia de 500 [W/m^2] a partir de $t=2$ [s] hasta $t=3$ [s].

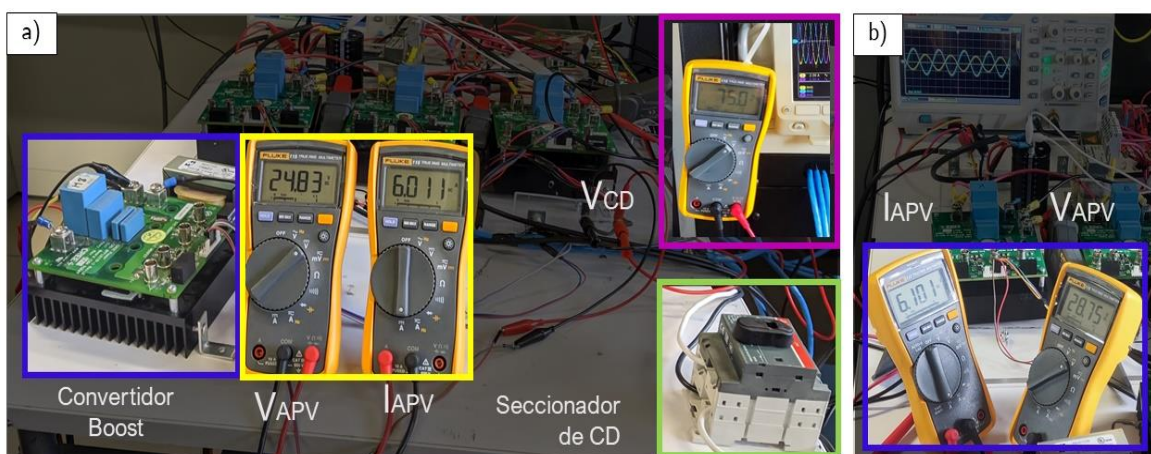


Figura 5.2. Subsistema de conversión de CD.

En la Figura 5.3 se observa que el valor promedio del ciclo de trabajo es de 0.65. Este valor permitió trabajar al módulo fotovoltaico en o cerca del punto de máxima potencia para las condiciones previamente descritas.

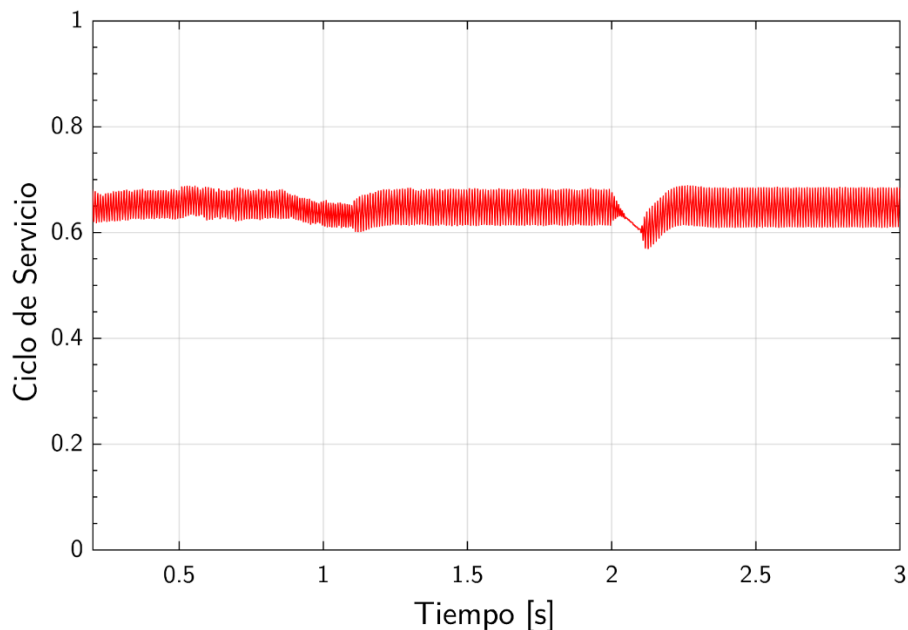


Figura 5.3. Ciclo de trabajo para un módulo fotovoltaico de 270 [W] que opera a 52 °C.

En el ensamblaje del inversor trifásico de medio puente se utilizaron tres kits de prueba, uno por cada fase. En la Tabla 5.2 se muestran las características eléctricas de los distintos elementos pasivos que conforman el VSC, así como las condiciones de operación. En la Figura 5.4 se muestran los elementos que componen físicamente el VSC.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_{VSC}	10 [mH]	V_g^{abc} RMS	10.5 [V]
C_{Bout}	1000 [μ F]	f_{red}	60 [Hz]
f_{VSC}	6000 [Hz]	V_{CDref}	75 [V]

Tabla 5.2. Parámetros del VSC en el prototipo a escala.

Las características del módulo fotovoltaico utilizado son mostradas en la Tabla 5.3. Como medida de seguridad y para controlar el flujo de energía hacia el convertidor se implementó un interruptor seccionador de CD de la marca ABB modelo OTDC16F3.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Tipo de celda	Monocrystalino	No. de celdas	54
P_{mp}	270 [W]	Tolerancia de potencia	$\pm 3\%$
I_{mp}	8.45 [A]	I_{cc}	8.91 [A]
V_{mp}	32.02 [V]	V_{ca}	38.34 [V]
Temperatura de operación	-40 a 90 [°C]		

Tabla 5.3. Especificaciones eléctricas del módulo ERDM-SOLAR 270 en condiciones STC.

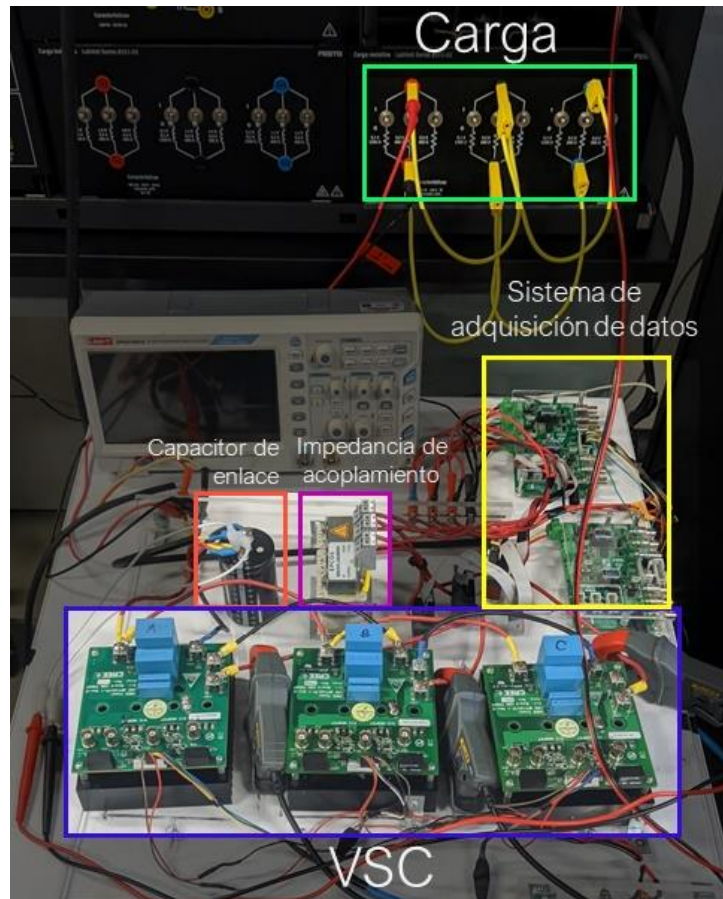


Figura 5.4. Subsistema de conversión de CA.

5.2. Resultados experimentales

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos bajo distintas condiciones de operación. De forma simplificada, los pasos en orden cronológico necesarios para llevar a cabo las pruebas experimentales son en la Figura 5.5.

Se proponen tres casos de estudio, en estos el prototipo opera bajo condiciones de irradiancia y temperatura no controladas.

En el caso de estudio I se analiza el comportamiento del SCEFV interconectado a una red balanceada. En este escenario se comprueba que el VSC sea capaz de trabajar tanto en modo rectificador como en modo inversor, es decir, absorbiendo o inyectando energía de la red, respectivamente.

En el caso de estudio II y III se programó una perturbación transitoria en la fuente de CA. En el caso II se presenta un hueco de tensión del tipo B, donde el valor RMS de V_g^a se reduce en un 20%. En el caso III se presenta un hueco de tensión bifásico del tipo E, donde el valor RMS de V_g^a y V_g^b se reducen en un 20% y 30%, respectivamente.

Capítulo VI. Validación Experimental

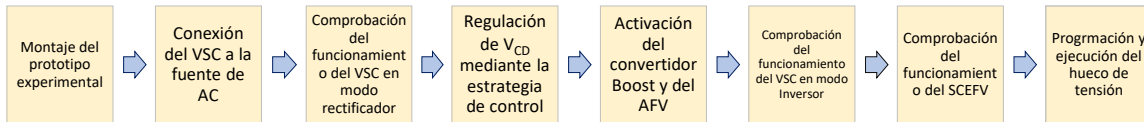


Figura 5.5. Pasos necesarios para la puesta en marcha del prototipo.

La máxima potencia que se extrajo del módulo fotovoltaico fue de 175.4 [W], en la Figura 5.2 b) se aprecia la tensión y corriente correspondiente a este punto de operación. Así mismo, se muestra que el convertidor Boost cumple con su tarea de elevar la tensión presente a su entrada a la tensión requerida de 75 [V].

Una vez que V_{CD} alcanza un valor constante de 75 [V], la carga R_B consume una potencia de 42.51 [W]. En las pruebas realizadas, la potencia consumida por R_B en conjunto a la inyectada a la fuente de CA representaba desde el 82% hasta el 89% de la potencia extraída del módulo fotovoltaico. Con base en el valor de las resistencias parasitas indicadas por los fabricantes, la potencia consumida por el inductor L_B en conjunto al inductor L_{VSC} representaba desde 5% hasta el 8% de la potencia del módulo. Conforme se aumentaba la potencia suministrada por el módulo existían mayores pérdidas en los elementos pasivos.

5.2.1. Resultados caso de estudio experimental I

En los incisos a) y b) de la Figura 5.6 se muestra a V_g^a e I_L^a . En el primer inciso la tensión y la corriente se encuentran en fase, es decir, el VSC opera en modo rectificador y la corriente fluye de la fuente de CA hacia la carga R_B . En este momento aún no se ha conectado el AFV.

De acuerdo con lo mostrado en el inciso b), cuando el AFV entra en operación, V_g^a e I_L^a se desfasan 180°, es decir, el VSC opera en modo inversor. Una parte de la energía producida por el AFV es consumida por R_B y otra parte es inyectada a la fuente de CA. En ambos modos de operación se cuenta con un FP > 0.97.

En el inciso c) se muestra a I_L^{abc} cuando VSC opera en modo inversor. Las corrientes obtenidas se caracterizan por presentar una forma de onda senoidal. La fase A presenta el mayor valor RMS, mientras que la fase B el menor.

Parámetro	Fase A	Fase B	Fase C
Potencia inyectada	27 [W]	26 [W]	27 [W]
Factor de Potencia	0.98	0.98	0.98
THD Tensión	0.28 %	0.27 %	0.23 %
THD Corriente	0.62 %	0.50 %	0.70 %

Tabla 5.4. Parámetros de la calidad de la energía en el PCC correspondientes al caso I.

Capítulo VI. Validación Experimental

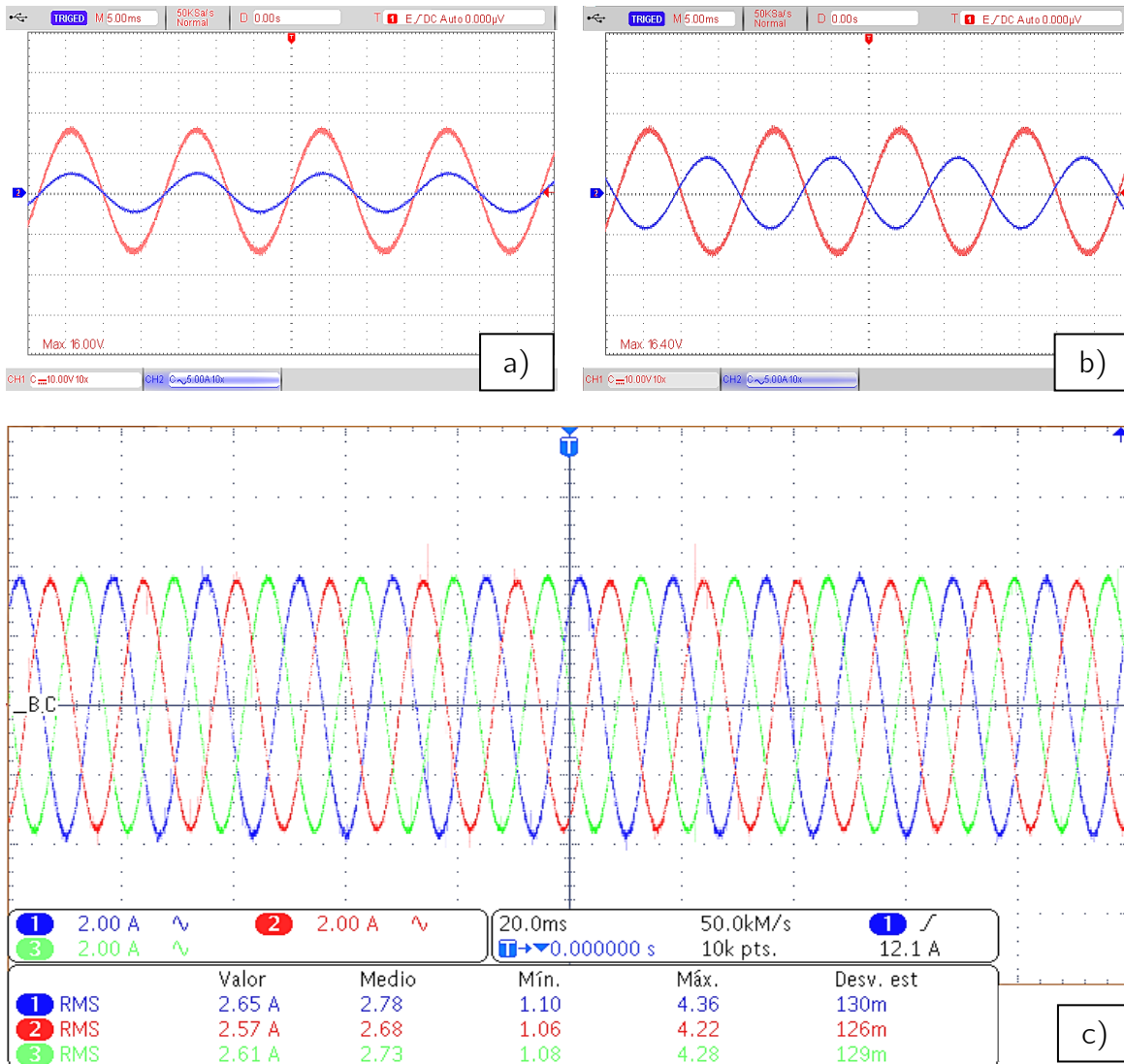


Figura 5.6. Variables eléctricas del prototipo en el caso de estudio I. a) Tensión y corriente de la fase A del VSC en modo rectificador. b) Tensión y corriente de la fase A del VSC en modo rectificador. c) Corriente I_L^{abc} .

En la Tabla 5.4 se muestra la potencia inyectada a la fuente de CA por cada fase, el factor de potencia, el THD de V_g^{abc} y de I_L^{abc} . La potencia total inyectada es de 80 [W]. El THD en cada una de las fases de I_L^{abc} es inferior al 1%.

Los valores presentados en la Tabla 5.5 indican que, en condiciones de tensión balanceada en el PCC, el desbalance de la corriente es de 1.76%.

Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
V_g^a V_g^b V_g^c	2.65	2.57	2.61	1.76

Tabla 5.5. Desbalance de I_L^{abc} correspondiente al caso I.

5.2.2. Resultados caso de estudio experimental II

Los resultados correspondientes al caso de estudio II son mostrados en la Figura 5.7. En el inciso a) se muestra como el valor pico de V_g^a disminuye de 14.85 [V] a 12 [V]. Previo al desbalance, V_{CD} (línea azul continua), equivale a 75 [V]; durante el desbalance V_{CD} aumenta poco menos de 1 [V] y posterior al desbalance se restablece el valor de 75 [V].

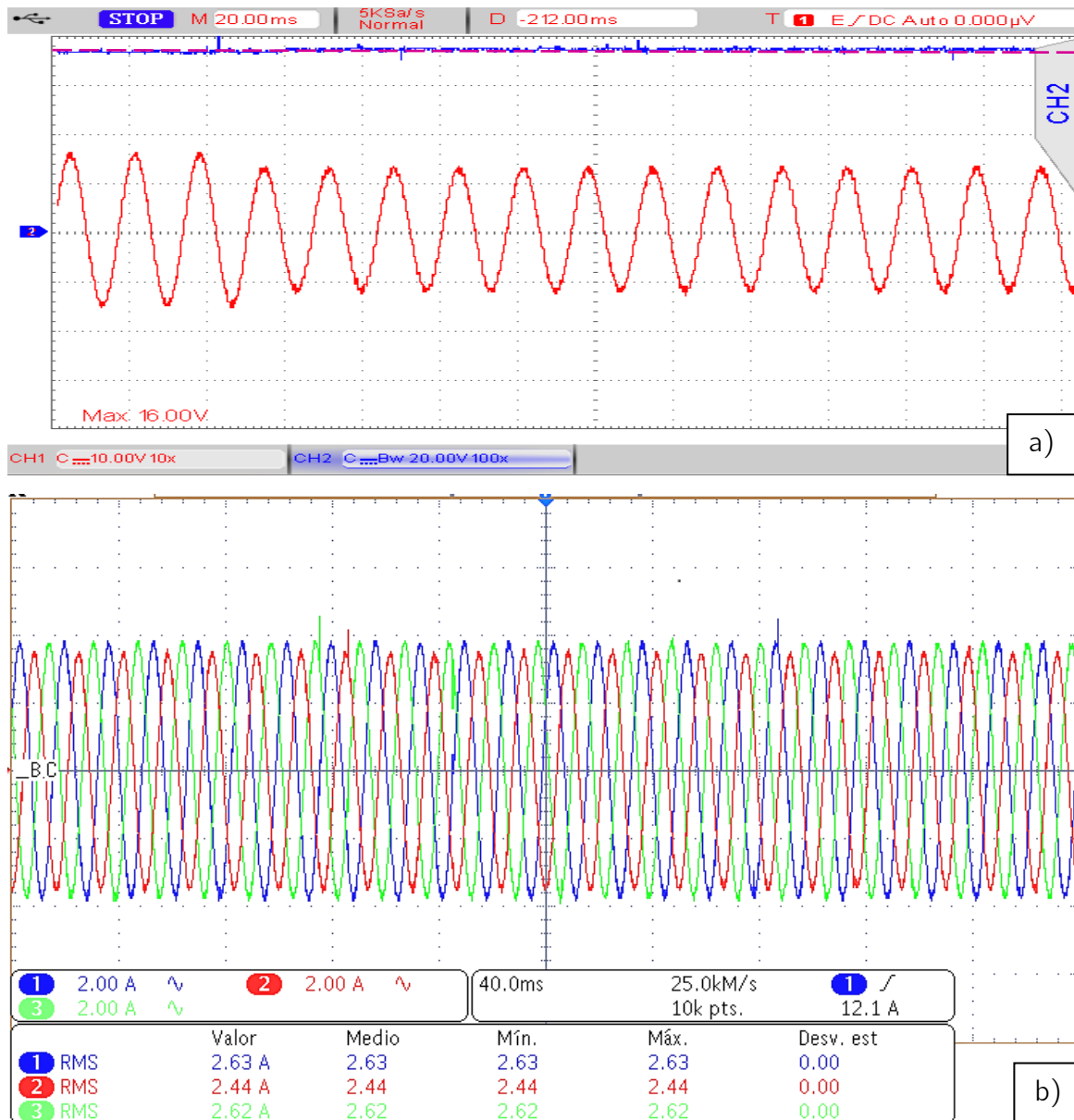


Figura 5.7. Variables eléctricas del prototipo experimental en caso de estudio II. a) Tensiones V_g^a y V_{CD} . b) Corriente I_L^{abc} .

En la Figura 5.7 b) se muestra a I_L^{abc} . Las corrientes mantienen la forma de onda senoidal, pero en contraste con el caso I, se llega a apreciar cierto grado de desbalance. La fase B

Capítulo VI. Validación Experimental

exhibe el menor valor RMS, en consecuencia, presenta la mayor diferencia con respecto a valor promedio.

Condición de Tensión	Potencia Fase A [W]	Potencia Fase B [W]	Potencia Fase C [W]	Potencia Total [W]
$V_g^a V_g^b V_g^c$	27	25	26	78
$[0.8V_g^a V_g^b V_g^c]$	22	25	28	75

Tabla 5.6. Inyección de potencia activa previo y durante el desbalance tipo B.

Cuando V_g^{abc} se encuentra balanceada el total de la potencia activa inyectada equivale a 78 [W], durante la perturbación transitoria la inyección de potencia activa disminuye 3 [W].

Parámetro	Fase A	Fase B	Fase C
Factor de Potencia	0.99	0.99	0.99
THD Tensión	0.30 %	0.25 %	0.24 %
THD Corriente	0.52 %	0.60 %	0.70 %

Tabla 5.7. Parámetros de la calidad de la energía correspondientes al caso II.

Los valores de la Tabla 5.7 señalan que en condiciones de desbalance la inyección de potencia en cada una de las fases se realiza con factor de potencia prácticamente unitario. El THD de I_L^{abc} se mantiene por debajo del 1%.

El desbalance de V_g^{abc} provoca un desbalance de 4.76% en I_L^{abc} , valor ligeramente inferior al límite permitido del 5%. El menor valor RMS de la corriente y la mayor diferencia con respecto a valor promedio corresponde nuevamente a la fase B.

Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
$V_g^a V_g^b V_g^c$	2.58	2.47	2.54	2.53
$[0.8V_g^a V_g^b V_g^c]$	2.63	2.44	2.62	4.76

Tabla 5.8. Desbalance de I_L^{abc} previo y durante el hueco de tensión tipo B.

5.2.3. Resultados caso de estudio experimental III

En la Figura 5.8 se muestran los resultados correspondientes al caso de estudio III. En el inciso a) se muestra a V_{CD} (línea azul continua). El hueco de tensión tipo E provoca que V_{CD} aumente en 2.5 [V], una vez finalizada la perturbación se restablece la tensión al valor de referencia de 75 [V]. En el inciso b) se aprecia el comportamiento de V_g^a (línea azul) y V_g^b (línea roja). El valor pico de V_g^a disminuye de 14.85 [V] a 12 [V], mientras que V_g^b disminuye a 10.5 [V].

Capítulo VI. Validación Experimental

En la Figura 5.7 c) se muestra a I_L^{abc} . Nuevamente, I_L^{abc} presenta una forma de onda senoidal con bajo contenido armónico, pero, ahora se aprecia un mayor grado de desbalance. Previo al desbalance, la fase B exhibe un comportamiento similar a los casos anteriores, sin embargo, durante el desbalance de V_g^{abc} la mayor diferencia con respecto al valor RMS promedio de las corrientes corresponde a I_L^a .

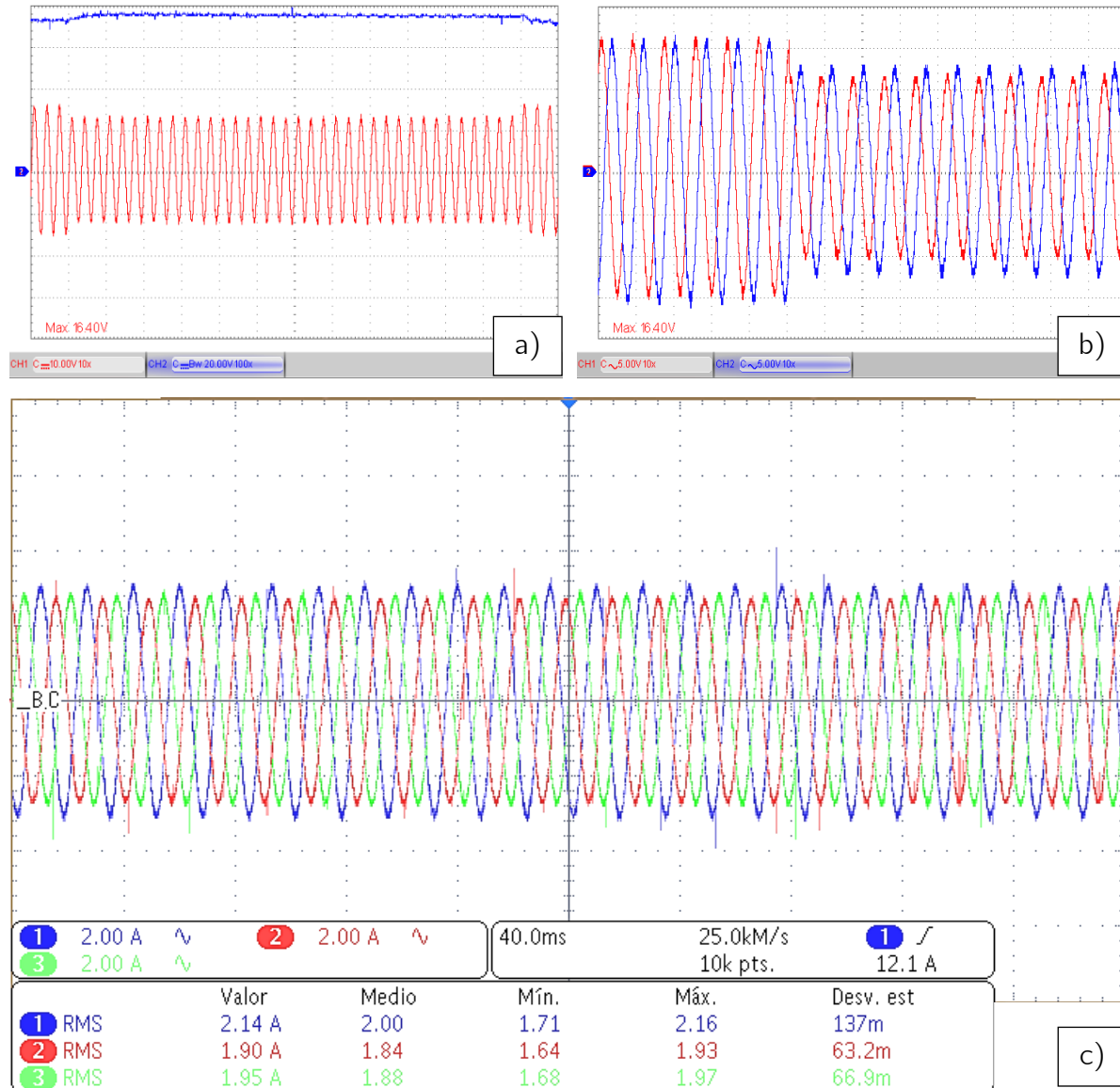


Figura 5.8. Variables eléctricas del prototipo experimental en caso de estudio II. a) Tensiones V_g^a y V_{cd} . b) Tensiones V_g^a y V_g^b . c) Corriente I_L^{abc} .

En la Tabla 5.9 se muestra que previo a la perturbación el total de la potencia activa inyectada equivale a 53 [W], durante el desbalance la inyección disminuye a 51 [W].

Capítulo VI. Validación Experimental

Condición de Tensión	Potencia Fase A [W]	Potencia Fase B [W]	Potencia Fase C [W]	Potencia Total [W]
$V_g^a V_g^b V_g^c$	18	17	18	53
$[0.8V_g^a 0.7V_g^b V_g^c]$	18	13	20	51

Tabla 5.9. Inyección de potencia activa previa y durante el desbalance tipo B.

Durante y fuera de la perturbación la inyección de potencia en cada una de las fases se realiza con factor de potencia prácticamente unitario y un THD menor a 1%.

Parámetro	Fase A	Fase B	Fase C
Factor de Potencia	0.99	0.99	0.97
THD Tensión	0.23 %	0.27 %	0.11 %
THD Corriente	0.65 %	0.57 %	0.70 %

Tabla 5.10. Parámetros de la calidad de la energía correspondientes al caso III.

El desbalance de V_g^{abc} provoca un desbalance de 7.45% en I_L^{abc} , valor superior al límite permitido del 5%. El aumento en el valor RMS de I_L^a es el principal causante del desbalance.

Condición de Tensión	Corriente RMS I_L^a [A]	Corriente RMS I_L^b [A]	Corriente RMS I_L^c [A]	Desbalance [%]
$V_g^a V_g^b V_g^c$	1.86	1.78	1.83	2.55
$[0.8V_g^a 0.7V_g^b V_g^c]$	2.14	1.9	1.95	7.45

Tabla 5.11. Desbalance de I_L^{abc} previo y durante hueco de tensión tipo B.

5.3. Conclusiones particulares

Las pruebas experimentales a pequeña escala del SCEFV en condiciones de irradiancia y temperatura no controladas permitieron llevar a cabo la validación en tiempo real del funcionamiento de la estrategia de control propuesta.

El subsistema de CD del SCEFV (AFV + convertidor Boost) demostró un buen funcionamiento, ya que se cumplió el objetivo de elevar la tensión V_{AFV} al valor de referencia establecido. La extracción de una potencia menor a la máxima potencia indicada en las especificaciones del módulo se debe a que éste no operaba en condiciones STC y a la degradación que ha sufrido tras años de funcionamiento.

En los tres casos de estudio I_L^{abc} e V_g^{abc} presentaron un valor de THD inferior al 1 %, la diferencia de V_{CD} con respecto a V_{CDref} es inferior al 5%, además el menor FP obtenido fue de 0.97. La eficiencia en el proceso de conversión se puede mejorar considerablemente si se mejora la selección de elementos pasivo, específicamente L_{VSC} , L_B y C_{Bout} .

Capítulo VI. Validación Experimental

Es importante señalar que en las pruebas realizadas se consideró un mismo valor de impedancia para cada fase, es decir, un mismo valor de $\tan^{-1}(X_L/R^{abc})$. Sin embargo, el comportamiento observado sugiere que esto no es así, por ejemplo, pese que la tensión en el PCC se encuentra balanceada la corriente que circula por cada fase es distinta. Si se toma en cuenta este factor el porcentaje de desbalance de I_L^{abc} obtenido en los casos II y III se podría disminuir.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones

En este trabajado de tesis se expone de manera clara y detallada una alternativa a las estrategias de control basadas en el marco de referencia $\alpha\beta/dq0$ para los sistemas de conversión de energía fotovoltaica (SCEFV) trifásicos compuesto de dos subsistemas conversión de energía. Específicamente, mediante un enfoque fasorial se desarrolló una estrategia de control robusta y de fácil aplicación que permite mantener una tensión estable en el capacitor de enlace de CD para un SCEFV que se encuentra interconectado a una red de distribución que ha sufrido un hueco de tensión desbalanceado.

El uso de un único controlador proporcional-integral (PI) encargado de procesar el error entre la tensión en el lado de CD del VSC y el valor de referencia, en conjunto a un lazo de seguimiento de fase (PLL) encargado de detectar el ángulo de fase de V_g^{abc} , permite generar de forma independiente tanto la magnitud como el ángulo de las variables de modulación correspondientes a cada una de las ramas del VSC.

La validación numérica realiza en el software MATLAB-Simulink® señala que existe una buena compatibilidad entre el funcionamiento del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) de conductancia incremental y el control propuesto para el convertidor de fuente de tensión (VSC). De hecho, la aplicación del algoritmo MPPT permite al convertidor Boost extraer, en condiciones estacionarias de irradiancia y temperatura, una potencia mayor al 96% de la potencia ideal que produciría el arreglo fotovoltaico.

Otras características favorables del control propuesto es la inyección de potencia a la red con un factor de potencia unitario y un factor de rizado de V_{CD} inferior al 1% cuando V_g^{abc} se encuentra en condiciones normales de operación. En este sentido, el control desarrollado cumple con las principales características del control dq0 tradicional.

En ambos casos de estudio la presencia de un hueco de tensión provocó efectos adversos en la calidad de la energía. La estrategia propuesta presenta un contenido armónico en la forma de onda de I_L^{abc} considerablemente menor al presente en el control dq0, así como un menor desbalance de I_L^{abc} .

Conclusiones

La distorsión armónica total (THD) y el nivel de desbalance de I_L^{abc} aumenta conforme la corriente generada por el arreglo fotovoltaico disminuye. Este comportamiento ocurre tanto para los huecos en donde se da una reducción asimétrica de la tensión, como para aquellos en donde se da un cambio asimétrico del ángulo de fase.

A partir de los resultados obtenidos se concluye que la estrategia propuesta permite al SCEFV operar de forma ininterrumpida mientras se cumplen los requisitos de calidad de la energía exigidos en el Manual Regulatorio de Requerimientos Técnicos para la Interconexión de Centrales Eléctricas al Sistema Eléctrico Nacional

A partir de las pruebas a realizadas en el laboratorio con un prototipo de 270 [W] y el equipo Opal-RT Technologies® se concluye que la aplicación de la estrategia de control propuesta en convertidores electrónicos reales permite un funcionamiento adecuado del SCEFV ante condiciones no controladas de irradiancia y temperatura, pero más importante, en condiciones de desbalance. No obstante, es necesario mencionar que las características de los elementos pasivos, así como los diversos equipos y dispositivos utilizados en el armado y monitoreo del prototipo difieren del valor marcado en la etiqueta. Este hecho genera efectos no deseados al momento de realizar las pruebas físicas.

Las ventajas del sistema de control propuesto lo convierten en una alternativa robusta y de fácil aplicación al control dq0. Brindarle al SCEFV la capacidad de soportar los huecos de tensión desbalanceados promueve la transición hacia un sistema de generación, transmisión y distribución con una alta participación de fuentes renovables.

6.2. Trabajos a futuro

Como los posibles trabajos a futuro que complementar esta tesis de grado se enumeran continuación:

1. Modificar el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia. Se plantea utilizar un algoritmo con ΔD variable en función de la cercanía con el punto de máxima potencia. De acuerdo con la literatura consultada, esto reduciría la oscilación en el estado estacionario y se tendrá una mejor respuesta a las variaciones de irradiancia y temperatura.
2. Realizar un análisis del contenido armónico en I_L^{abc} , así como del nivel de desbalance, en función de nivel de desbalance de V_g^{abc} y del valor del capacitor en el enlace de CD. Esto permitiría conocer la eficacia de aumentar el valor capacitor con el fin de disminuir los efectos adversos que provoca el desbalance de tensión.
3. Analizar la viabilidad de implementar un sistema de almacenamiento. La integración del sistema de almacenamiento al SCEFV podría reducir la amplitud de las oscilaciones

Conclusiones

en V_{CD} , así como las oscilaciones en la potencia activa que inyecta el VSC. Adicionalmente, podría ser utilizado para satisfacer la demanda de energía para los momentos en donde haya un bajo o nulo recurso solar.

4. Implementar un control a lazo cerrado para el control de la potencia de CD basado en el comportamiento dinámico de la corriente inyectada al VSC, en función de $|V_z|$. Lo anterior con el fin de evitar una sobrecorriente en el lado de CA del VSC ante la aparición de un hueco de tensión.

En las pruebas experimentales se detectaron las siguientes oportunidades de mejora:

1. Implementar un sistema de monitoreo en tiempo real de las condiciones de irradiancia y temperatura del módulo fotovoltaico, esto con el fin de comparar la potencia real que se extrae del módulo y la potencia teórica que debería producir.
2. Implementar un sistema de monitoreo que permita conocer en tiempo real la potencia a la entrada y a la salida de cada subsistema de conversión, esto con el fin de conocer la eficiencia individual del convertidor Boost y el VSC.

Apéndices

Apéndice A Equipos y dispositivos

Fuente de Poder Programable Ametek MX30

Fuente de alimentación de CA y CD de alta potencia (30 kVA) de salida controlable.

Modo de operación monofásico y trifásico

Generación de formas de onda

Flujo bidireccional de energía

Tensión CA de salida: 0 - 300 [V]

Máxima corriente monofásica de salida: 200 [A]

Máxima corriente trifásica de salida: 100 [A]

Hoja de datos: <https://cutt.ly/FTeA00I>



CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit KIT8020CRD8FF1217P-1

Placa de evaluación y demostración

Componentes principales:

MOSFET de potencia de carburo de silicio

Diodo Schottky de carburo de silicio

Hoja de datos: <https://cutt.ly/BTeFHPPr>



Carga Resistiva LabVolt Series 8311-02

Módulo equipado con 9 resistencias de potencia, agrupadas en tres arreglos de tres resistencias en paralelo que se pueden encender o apagar con interruptores de palanca para obtener varios valores de resistencia.

Valores de resistencia (Arreglo): 300/600/1200 [Ω]

Tensión nominal CA/CD: 120 [V]

Tolerancia: $\pm 5\%$

Potencia nominal: 12-84 [W]

Corriente: 0.1-0.7 [A]

Hoja de datos: <https://cutt.ly/RTeZMxx>



Inductor HAMMOND 159ZJ

Inductancia 10 [mH] $\pm 15\%$

Corriente directa nominal: 5 [A]

Resistencia: 0.16 [Ω] $\pm 15\%$

Máxima tensión de operación: 500 [V]

Hoja de datos: <https://cutt.ly/KTeX669>



Apéndices

Reactor EPCOS B86305L0004R000

Reactor trifásico
Tensión CA nominal: 520 [V]
Corriente alterna nominal: 4 [A]
Frecuencia de operación: 50/60 [Hz]
Inductancia: 10 [mH]
Resistencia: 0.335 [Ω]
Hoja de datos: <https://cutt.ly/PTeVVeV>



Capacitores

Capacitor electrolítico de aluminio
Capacitancia: 1000 μ F
Tolerancia: $\pm 20\%$
Tensión CD nominal: 450 [V]
Resistencia: 0.12 [Ω]
Hoja de datos: <https://cutt.ly/HTeMSWp>



Taraz USM-3IV

Módulo sensor de voltaje y corriente aislado, para monitoreo y control de electrónica de potencia con 3 canales de voltaje y 3 de corriente.
Rangos de detección tensión: $\pm 100/ \pm 1000$ [V]
Rango de detección de corriente: ± 100 [A].
Salidas unipolares seleccionable de 3/5 [V] y salidas bipolares ± 10 [V].
Hoja de datos: <https://cutt.ly/oTe1fZN>



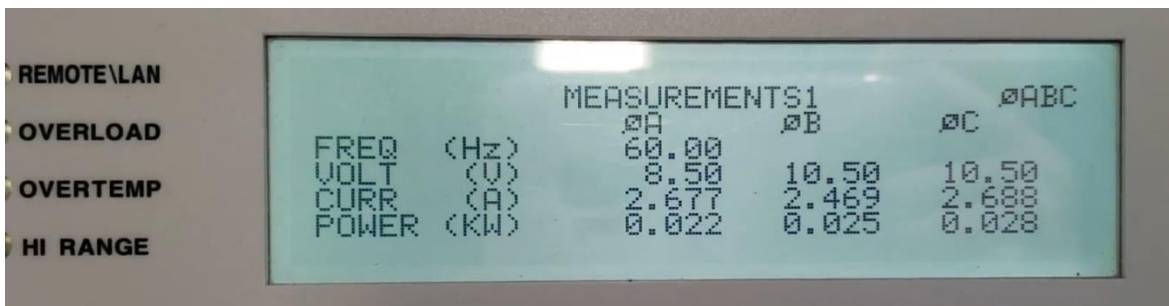
Interruptor ABB

Interruptor-seccionador CD
Capacidad de corte en cortocircuito: 0.4 [kA]
Tensión nominal: 1000 [V]
Corriente nominal: 16 [A]
Hoja de datos: <https://cutt.ly/qTe2Go5>

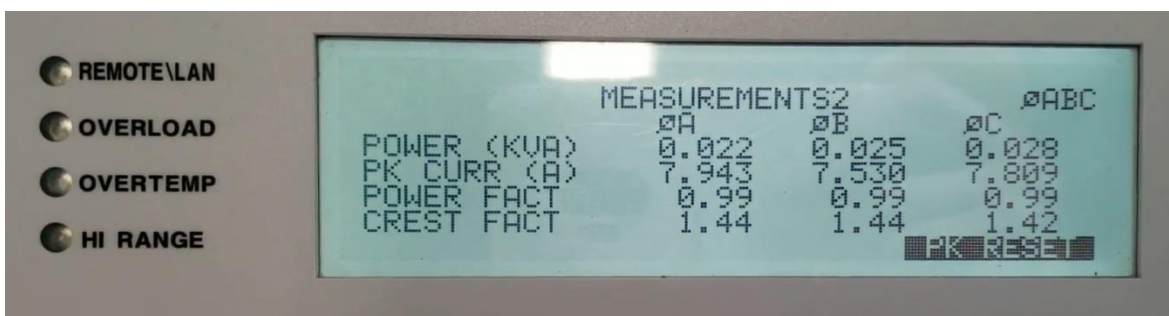


Tabla A.1. Características principales de los equipos y dispositivos utilizados.

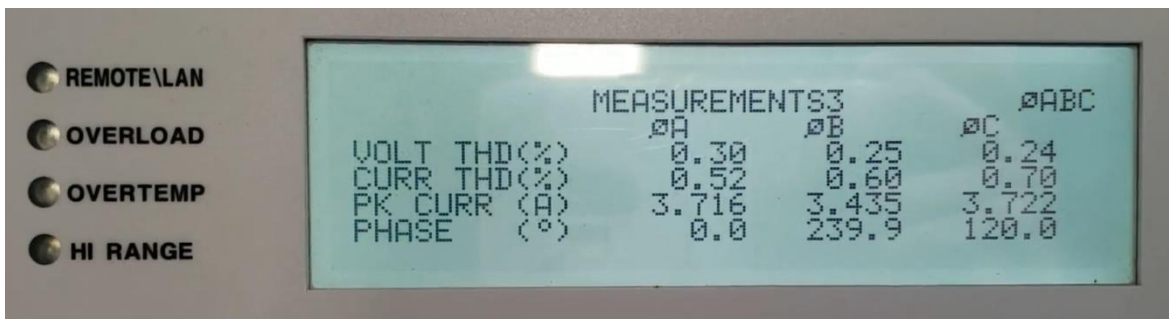
Apéndice B Mediciones fuente de CA



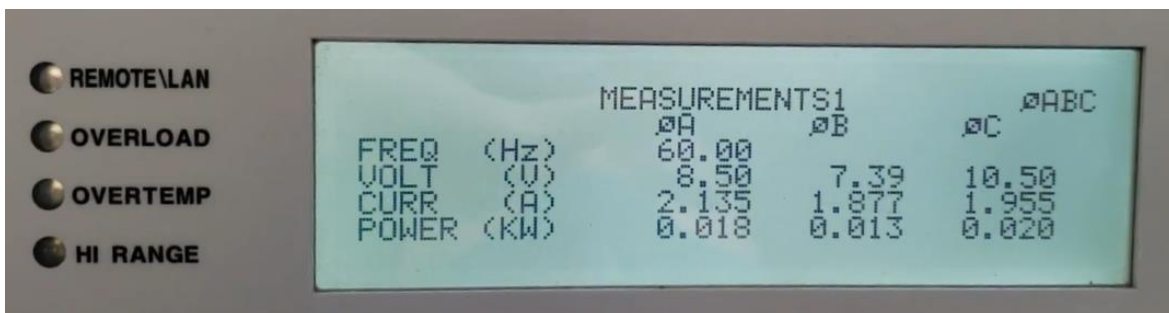
Fotografía B.1. Medición de f_{red} , V_g^{abc} e I_L^{abc} y potencia activa inyecta a la fuente de CA en el Caso II.



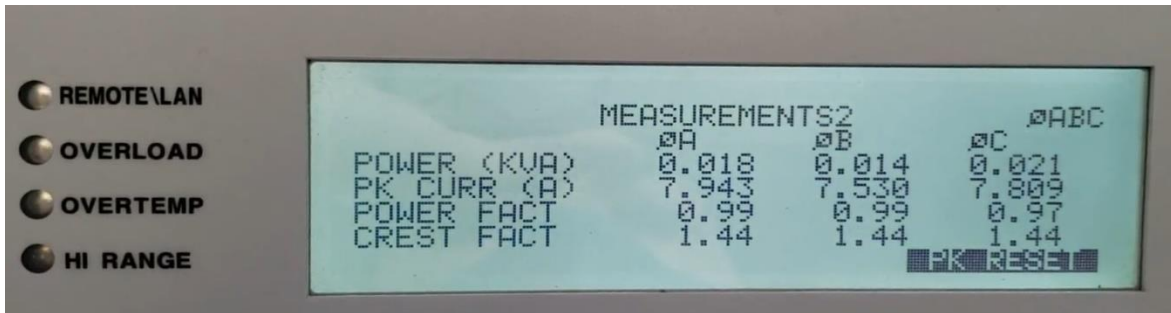
Fotografía B.2. Medición del FP y potencia reactiva inyectada a la fuente de CA en el Caso II.



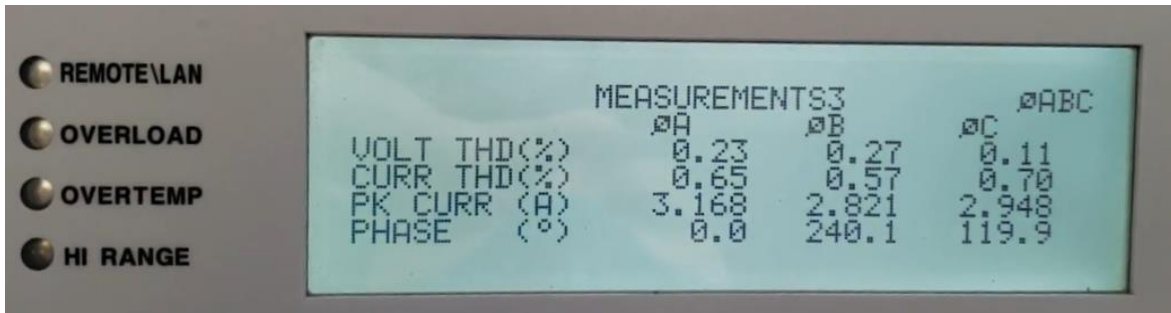
Fotografía B.3. Medición del THD de V_g^{abc} e I_L^{abc} en el Caso II.



Fotografía B.4. Medición de f_{red} , V_g^{abc} e I_L^{abc} y potencia activa inyecta a la fuente de CA en el Caso III.



Fotografía B.5. Medición del FP y potencia reactiva inyectada a la fuente de CA en el Caso III.



Fotografía B.3. Medición del THD de V_g^{abc} e I_L^{abc} en el Caso III.

Apéndice C Esquema Matlab-Simulink®

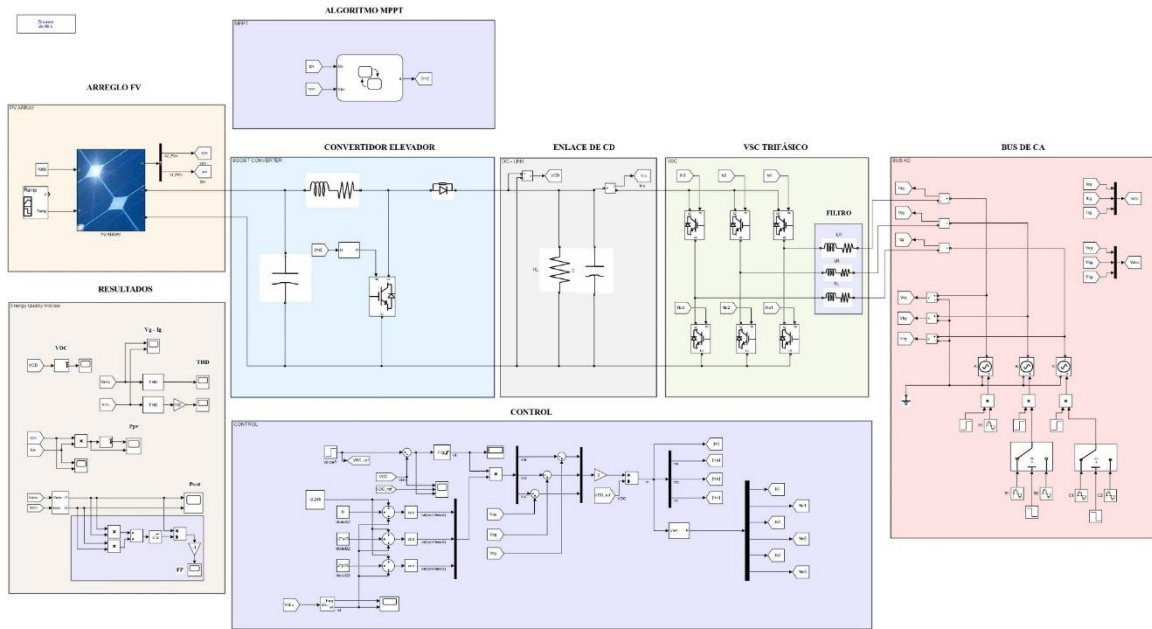


Figura C.1. Esquema del SCEFV validado en el software Matlab-Simulink®

Referencias

- [1] J. Miret, M. Castilla, A. Camacho, L. G. De Vicuña, and J. Matas, "Control scheme for photovoltaic three-phase inverters to minimize peak currents during unbalanced grid-voltage sags," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4262–4271, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2191306.
- [2] CRE, "Contratos Interconexión de Pequeña y Mediana Escala / Generación Distribuida Solicitudes de interconexión de Centrales Eléctricas con capacidad menor a 0.5 MW," pp. 1–11, 2020.
- [3] Asociación de Bancos de México and I. Climatica, "MERCADO DE ENERGÍA FOTOVOLTAICA DE BAJA ESCALA Generación Distribuida." 2017, [Online]. Available: https://www.abm.org.mx/descargas/Paneles_Solares_2017.pdf.
- [4] L. García de Fonseca, M. Parikh, and R. Manghani, "Evolución futura de costos de las energías renovables y almacenamiento en América Latina," 2019. [Online]. Available: <https://publications.iadb.org/es/evolucion-futura-de-costos-de-las-energias-renovables-y-almacenamiento-en-america-latina>.
- [5] L. Lavariega, "Monitor de información comercial e índice de precios de Generación Solar Distribuida en México," 2020. [Online]. Available: https://anes.org.mx/wp-content/uploads/2020/04/Estudio_primer-monitor-de-información-comercial-e-índice-de-precios-de-Generación-Solar-Distribuida-GSDANES_AMIF_ASOLMEX_GIZ.pdf.
- [6] P. Thakur and A. K. Singh, "Unbalance voltage sag fault-type characterization algorithm for recorded waveform," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, no. 2, pp. 1007–1014, 2013, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2229396.
- [7] M. Piumetto, J. Gómez, and J. Vaschetti, "Reducción de los factores de desbalance en un sistema de distribución de media tensión debido a la inserción de generación distribuida," *Inf. Tecnol.*, vol. 25, no. 4, pp. 91–102, 2014, doi: 10.4067/S0718-07642014000400012.
- [8] A. Sánchez Juárez, *Aplicaciones Fotovoltaicas de la Energía Solar en los Sectores Residencial, Servicio e Industrial*, vol. 1. 2017.
- [9] Proyecto EnDev/GIZ, "Manual de Instalacion de un Sistema Fotovoltaico Domiciliario," *Sensico*, vol. 1. p. 48, 2013, [Online]. Available: file:///C:/Users/ACER/Downloads/MANUAL_DE_INSTALACION_DE_SISTEMAS_FOTOVOLTAICOS.pdf.
- [10] O. Perpiñan Lamigueiro, *Energía Solar Fotovoltaica*. 2013.
- [11] D. Baimel, "Implementation of DQ0 control methods in high power electronics devices for renewable energy sources, energy storage and FACTS," *Sustain. Energy, Grids Networks*, vol. 18, p. 100218, 2019, doi: 10.1016/j.segan.2019.100218.
- [12] Y. Du, J. Su, M. Mao, and X. Yang, "Autonomous controller based on synchronous generator dq0 model for micro grid inverters," *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World*

-
- with *Power Electron. ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 2645–2649, 2011, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944750.
- [13] Z. Hassan, A. Amir, J. Selvaraj, and N. A. Rahim, “A review on current injection techniques for low-voltage ride-through and grid fault conditions in grid-connected photovoltaic system,” *Sol. Energy*, vol. 207, no. May, pp. 851–873, 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.06.085.
- [14] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia*, 4th ed. México: PEARSON, 2015.
- [15] D. I. Brandão, R. Carnieletto, P. H. Nguyen, P. F. Ribeiro, M. G. Simões, and S. Suryanarayanan, *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems*, vol. 59. Springer, 2013.
- [16] B. Dokic and B. Blanus, *Power Electronics Converters and Regulators*, 3rd ed., vol. 79, no. 10. 2015.
- [17] M. M. Hashempour, M. Y. Yang, and T. L. Lee, “An Adaptive Control of DPWM for Clamped-Three-Level Photovoltaic Inverters with Unbalanced Neutral-Point Voltage,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 6, pp. 6133–6148, 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2849062.
- [18] M. H. J. Bollen and L. D. Zhang, “Analysis of voltage tolerance of ac adjustable-speed drives for three-phase balanced and unbalanced sags,” *Conf. Rec. Ind. Commer. Power Syst. Tech. Conf.*, vol. 36, no. 3, pp. 904–910, 1999, doi: 10.1109/icps.1999.787214.
- [19] K. Daychosawang and Y. Kumsuwan, “Balanced and unbalanced three-phase voltage sag generator for testing electrical equipment,” *2014 11th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Telecommun. Inf. Technol. ECTI-CON 2014*, 2014, doi: 10.1109/ECTICon.2014.6839786.
- [20] IEEE, *IEEE Recommended Practice for Voltage Sag and Short Interruption Ride-Through Testing for End-Use Electrical Equipment Rated Less than 1000 V IEEE Industry Applications Society Sponsored by the Power Systems Engineering Committee*. 2017.
- [21] M. Madrigal and B. H. Rocha, “A contribution for characterizing measured three-phase unbalanced voltage sags algorithm,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 3, pp. 1885–1890, 2007, doi: 10.1109/TPWRD.2007.893438.
- [22] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Std 1159 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.*, vol. 2009, no. June. 2009.
- [23] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra, and R. K. Varma, “Grid interconnection of renewable energy sources at the distribution level with power-quality improvement features,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 1, pp. 307–315, 2011, doi: 10.1109/TPWRD.2010.2081384.
- [24] G. Chicco, F. Corona, R. Porumb, and F. Spertino, “Experimental indicators of current unbalance in building-integrated photovoltaic systems,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 4, no. 3, pp. 924–934, 2014, doi: 10.1109/JPHOTOV.2014.2307491.
- [25] C. F. Nascimento *et al.*, “Analysis of Noncharacteristic Harmonics Generated by Voltage-Source Converters Operating under Unbalanced Voltage,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 32, no. 2, pp. 951–961, 2017, doi: 10.1109/TPWRD.2016.2593684.
- [26] K. H. Chua, Y. S. Lim, P. Taylor, S. Morris, and J. Wong, “Energy storage system for mitigating voltage unbalance on low-voltage networks with photovoltaic systems,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 4, pp. 1783–1790, 2012, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2195035.
- [27] R. Errouissi and A. Al-Durra, “Disturbance-Observer-Based Control for Dual-Stage Grid-Tied Photovoltaic System under Unbalanced Grid Voltages,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no.
-

-
- 11, pp. 8925–8936, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2880141.
- [28] P. Chao *et al.*, “A Unified Modeling Method of Photovoltaic Generation Systems under Balanced and Unbalanced Voltage Dips,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 10, no. 4, pp. 1764–1774, 2019, doi: 10.1109/TSTE.2018.2870617.
- [29] A. Merabet, L. Labib, A. M. Y. M. Ghias, C. Ghenai, and T. Salameh, “Robust Feedback Linearizing Control with Sliding Mode Compensation for a Grid-Connected Photovoltaic Inverter System under Unbalanced Grid Voltages,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 7, no. 3, pp. 828–838, 2017, doi: 10.1109/JPHOTOV.2017.2667724.
- [30] H. D. Tafti, A. I. Maswood, G. Konstantinou, C. D. Townsend, P. Acuna, and J. Pou, “Flexible Control of Photovoltaic Grid-Connected Cascaded H-Bridge Converters during Unbalanced Voltage Sags,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 8, pp. 6229–6238, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2786204.
- [31] M. Mirhosseini, J. Pou, and V. G. Agelidis, “Individual phase current control with the capability to avoid overvoltage in grid-connected photovoltaic power plants under unbalanced voltage sags,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5346–5351, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2410285.
- [32] F. A. S. Neves *et al.*, “Unbalanced Grid Fault Ride-Through Control for Single-Stage Photovoltaic Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 3338–3347, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2453275.
- [33] M. Mirhosseini, J. Pou, B. Karanayil, and V. G. Agelidis, “Resonant Versus Conventional Controllers in Grid-Connected Photovoltaic Power Plants under Unbalanced Grid Voltages,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1124–1132, 2016, doi: 10.1109/TSTE.2016.2529679.
- [34] D. K. Becerra Paniagua, “ÓXIDO DE GRAFENO Y ÓXIDO DE GRAFENO REDUCIDO PARA SU APLICACIÓN EN CELDAS SOLARES FOTOVOLTAICAS,” Universidad Nacional Autónoma de México, 2021.
- [35] A. Al-Subhi, “Parameters estimation of photovoltaic cells using simple and efficient mathematical models,” *Sol. Energy*, vol. 209, no. September, pp. 245–257, 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.08.079.
- [36] A. M. Humada, M. Hojabri, S. Mekhilef, and H. M. Hamada, “Solar cell parameters extraction based on single and double-diode models: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 56, pp. 494–509, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.11.051.
- [37] S. Necaibia, M. S. Kelaiaia, H. Labar, A. Necaibia, and E. D. Castronuovo, “Enhanced auto-scaling incremental conductance MPPT method, implemented on low-cost microcontroller and SEPIC converter,” *Sol. Energy*, vol. 180, no. October 2018, pp. 152–168, 2019, doi: 10.1016/j.solener.2019.01.028.
- [38] H. Tian, F. Mancilla-david, K. Ellis, P. Jenkins, and E. Muljadi, *A Detailed Performance Model for Photovoltaic Systems Preprint*. NREL, 2012.
- [39] V. Kamala Devi, K. Premkumar, A. Bisharathu Beevi, and S. Ramaiyer, “A modified Perturb & Observe MPPT technique to tackle steady state and rapidly varying atmospheric conditions,” *Sol. Energy*, vol. 157, no. December 2016, pp. 419–426, 2017, doi: 10.1016/j.solener.2017.08.059.
-

-
- [40] L. Shang, H. Guo, and W. Zhu, "An improved MPPT control strategy based on incremental conductance algorithm," *Prot. Control Mod. Power Syst.*, vol. 5, no. 1, 2020, doi: 10.1186/s41601-020-00161-z.
- [41] S. Necaibia, M. S. Kelaiaia, H. Labar, A. Necaibia, and E. D. Castronuovo, "Enhanced auto-scaling incremental conductance MPPT method, implemented on low-cost microcontroller and SEPIC converter," *Sol. Energy*, vol. 180, no. January, pp. 152–168, 2019, doi: 10.1016/j.solener.2019.01.028.
- [42] M. A. Santoyo-Anaya, N. M. Salgado-Herrera, J. R. Rodriguez-Rodriguez, L. M. Castro, E. L. Moreno-Goytia, and V. Venegas-Rebollar, "New phasorial oriented single-Pi loop control for industrial vsc-pfc rectifiers operating under unbalanced conditions," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 4, pp. 844–853, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0554.
- [43] R. Ayop and C. W. Tan, "Design of boost converter based on maximum power point resistance for photovoltaic applications," *Sol. Energy*, vol. 160, no. August 2017, pp. 322–335, 2018, doi: 10.1016/j.solener.2017.12.016.
- [44] V. Fernão Pires, D. Foito, F. R. B. Baptista, and J. Fernando Silva, "A photovoltaic generator system with a DC/DC converter based on an integrated Boost-Ćuk topology," *Sol. Energy*, vol. 136, pp. 1–9, 2016, doi: 10.1016/j.solener.2016.06.063.
- [45] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems : modeling, control, and applications*. IEEE Press, 2010.
- [46] S. S. Malamla *et al.*, "Comparison of Dynamic Behaviour between Average Model and Switch Function Based Model VSC-HVDC Converters," *2020 IEEE/IAS Ind. Commer. Power Syst. Asia, I CPS Asia 2020*, pp. 587–592, 2020, doi: 10.1109/ICPSAsia48933.2020.9208414.
- [47] J. Peralta, H. Saad, S. Dennetiere, and J. Mahseredjian, "Dynamic performance of average-value models for multi-terminal VSC-HVDC systems," *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2012, doi: 10.1109/PESGM.2012.6345610.
- [48] J. Hernández, "Diseño Y Validación De Controles Para La Reducción De Sensores En Sistemas Fotovoltaicos Conectados a La Red," Universidad Nacional Autónoma de México, 2020.